

11. Einführung in die Leistungselektronik

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

Abbildung 11.1.1 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).

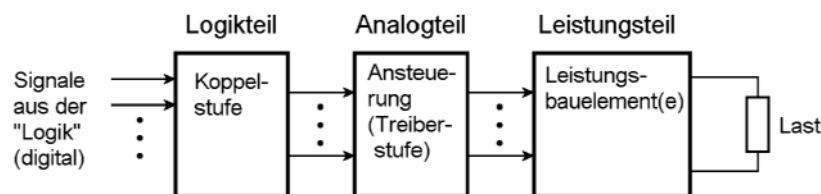


Abbildung 11.1.1 Der allgemeine Aufbau einer Leistungsschaltung

Hinweis:

Die Schaltungskomplexe gemäß Abbildung 11.1.1 sind oft durch Schutzschaltungen erweitert, manchmal auch durch diagnostische Rückführungen (so daß man den Zustand des Leistungsteils beispielsweise vom Prozessor aus programmseitig abfragen kann).

11.1 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 Kalt- und Heißeitern usw. Beschränken wir uns auf übliche Lasten in Embedded Systems, so können wir einige Arten von vornherein ausschließen:

- es gibt praktisch keine rein kapazitive Lasten. Der kapazitive Anteil tatsächlicher Lasten spielt keine Rolle.
- induktive Lasten haben konstante Kennwerte (also keinen "Temperaturgang"),
- es gibt praktisch keine "Heißeiter", also Lasten, deren Widerstand sich bei wachsender Zeit bzw. steigender Temperatur vermindert.

11.1.1 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.

11.1.2 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 11.1.2 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 11.1.2 ist ersichtlich, daß die Induktionsspannung die Betriebsspannung um ein Mehrfaches übersteigt). Näheres in Abschnitt 11.2.

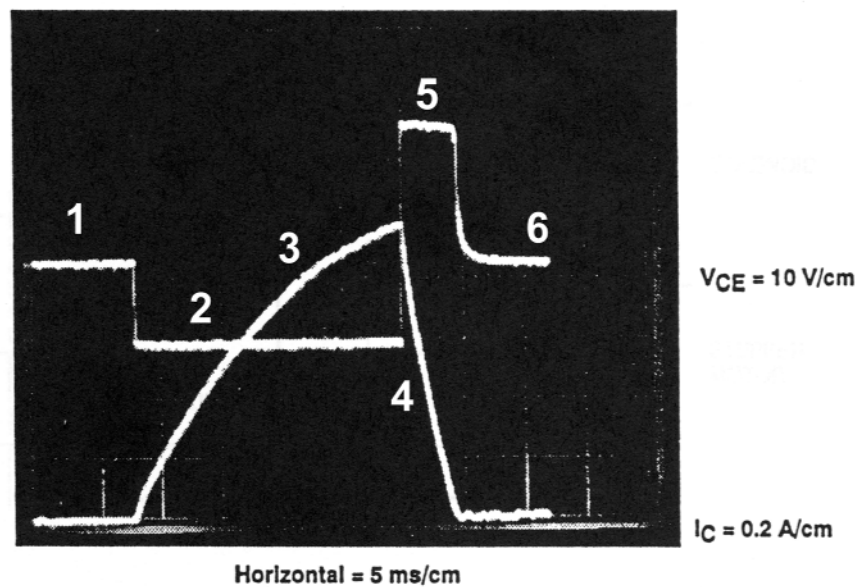
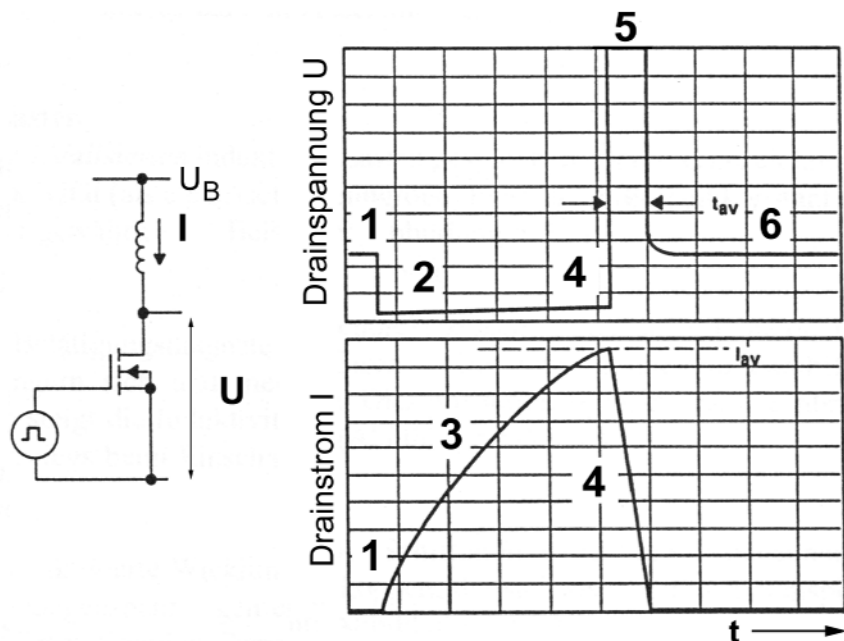


Abbildung 11.1.2 Spannung und Strom beim Schalten einer induktiven Last (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

- 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 $I \cdot R_{DSon}$, beim Bipolartransisto die sttigungsspannung U_{CEsat}).
- 3) der Strom steigt gemäß e-Funktion bis zum maximalen Laststrom (\approx 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 11.1.2 betrifft Lasten mit gleichbleibender Induktivität. Das ist aber nicht immer gewährleistet (Abbildung 11.2.3).

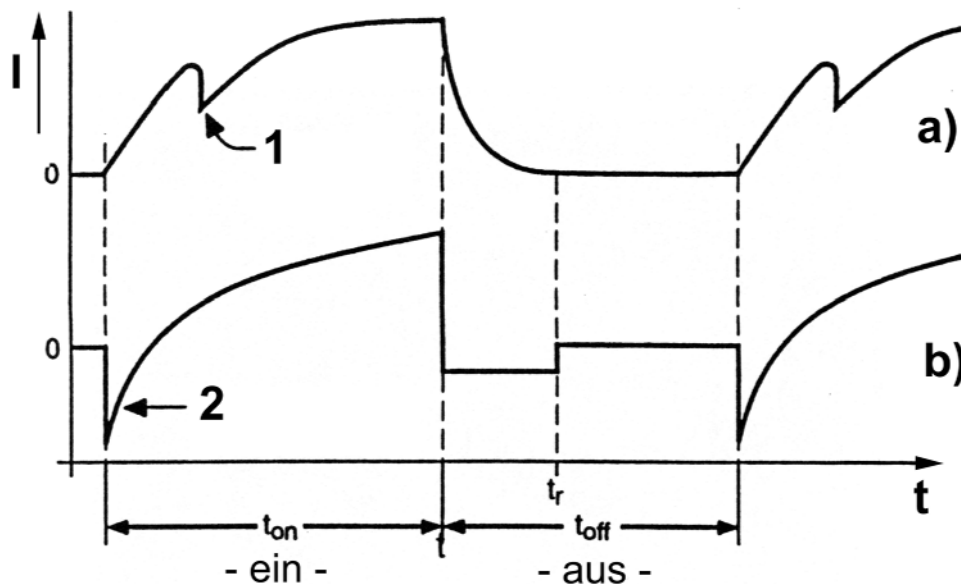


Abbildung 11.1.3 Ströme in induktiven Lasten. a) Relais oder Betätigungsmagnet; b) Wicklung eines Schrittmotors (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

- a) 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).
- b) in die gerade aktivierte Wicklung eines Schrittmotors werden von benachbarten Wicklungen Gegenspannungen eingekoppelt, die sich als negative Stromspitzen (Cross Coupled Currents) auswirken (2).

11.1.3 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 11.1.4 und 11.1.5).

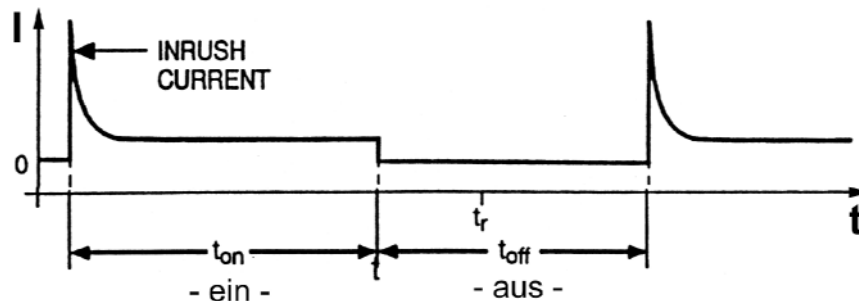


Abbildung 11.1.4 Stromfluß durch eine Kaltleiter

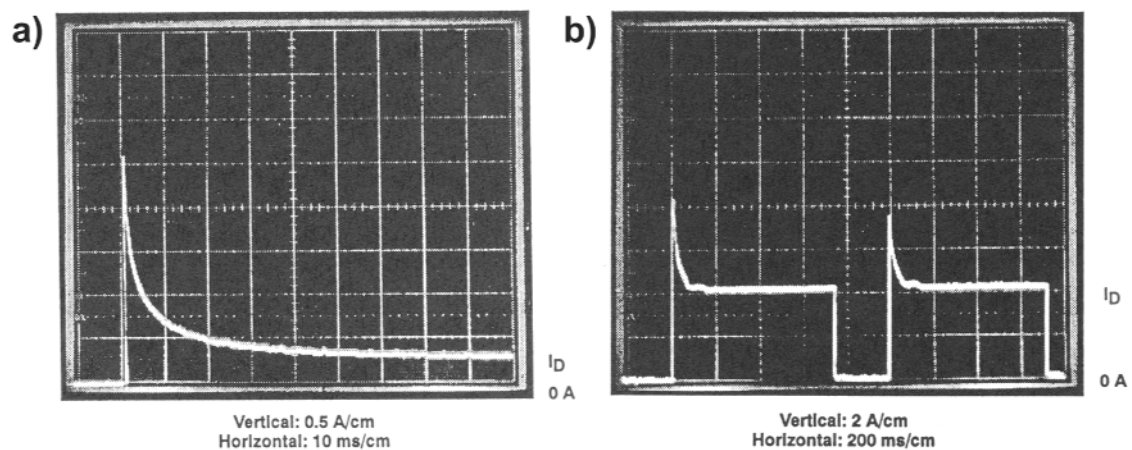


Abbildung 11.1.5 Stromflüsse durch Glühlampen. a) Einschalten; b) zwei Schaltvorgänge (nach: Texas Instruments)

11.2 Leistungsbaulemente

11.2.1 Überblick

11.2.1.1 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 besonderen 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 (z. B. bei Ablenkschaltungen in Monitoren). 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 11.2.1 gibt einen entsprechenden Überblick.

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 Niedervolt-Anwendungen (Power Management, Motorsteuerungen, Ansteuerung von LCD-Anzeigen)	Hochvolt-Anwendungen (Ablenkschaltungen, Stromversorgung)

Tabelle 11.2.1 Die verschiedenen Arten von Leistungstransistoren im Überblick

11.2.1.2 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.

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 11.2.1). Alle unterhalb der Hyperbel liegenden Strom-Spannungs-Wertekombinationen ("Arbeitspunkte") sind zulässig; dabei wird die maximale Verlustleistung nicht überschritten.

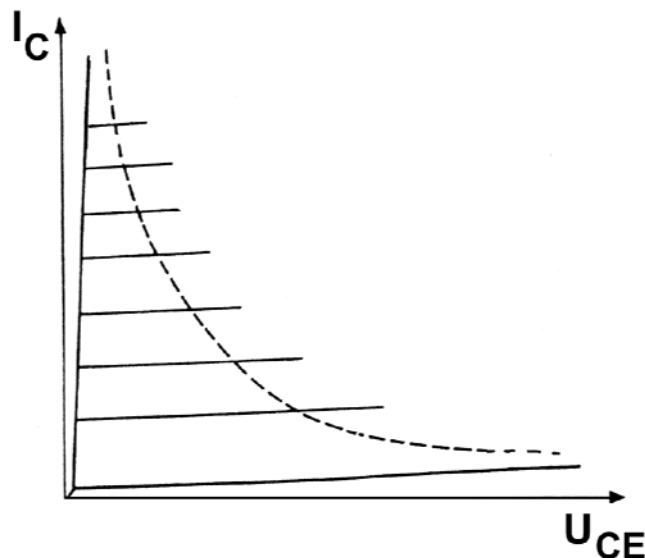


Abbildung 11.2.1 Die Verlustleistungshyperbel (am Beispiel einer Transistorkennlinie)

11.2.1.3 Betriebsarten

Linearbetrieb

Das Leistungsbaulement wird praktisch als beliebig 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 Leistungsbaulement 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 11.2.2 veranschaulicht beide Betriebsarten. Es ist ersichtlich, daß es der Schaltbetrieb ermöglicht, die spezifizierte 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)).

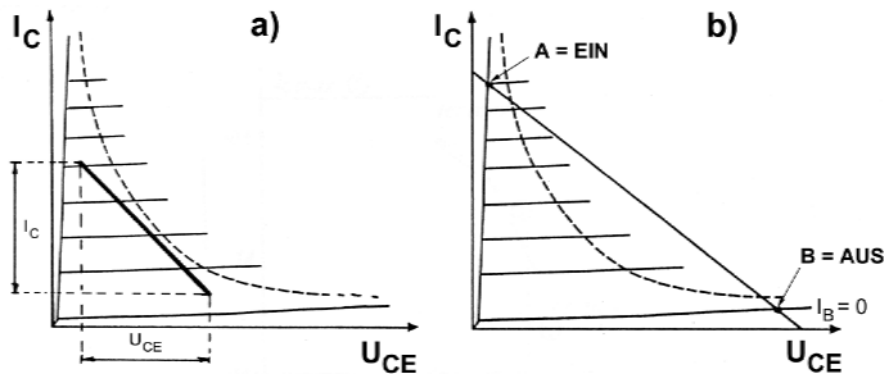


Abbildung 11.2.2 Linearbetrieb (a) und Schaltbetrieb (b) am Beispiel eines Leistungstransistors

Hinweis:

Wird ein Leistungsbaulement 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 11.2.3 veranschaulicht, wie ein Leistungsbaulement als Schalter eingesetzt wird.

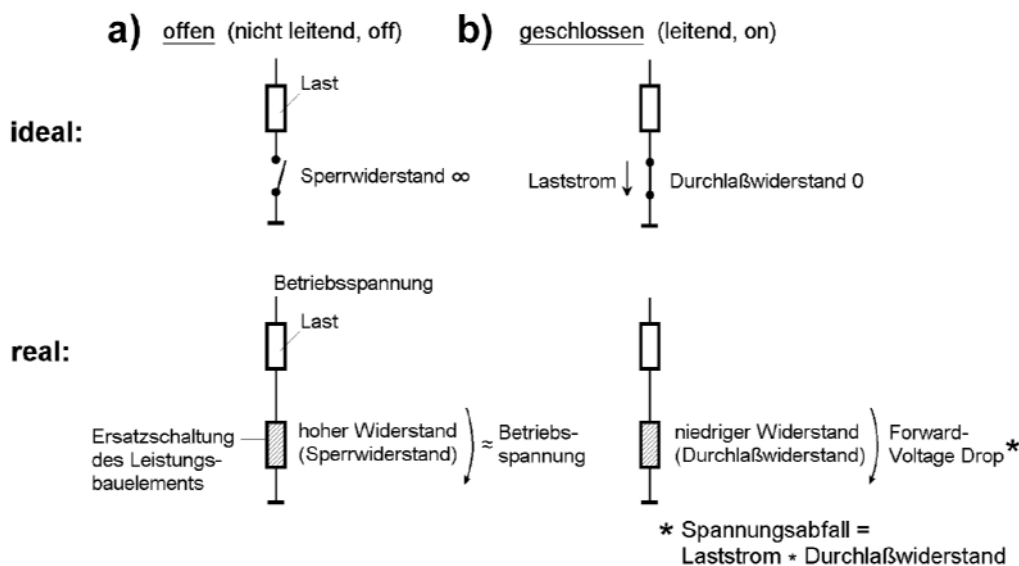


Abbildung 11.2.3 Ein Leistungsbaulement als Schalter

Anhand des einfachen Modells wird deutlich, welche Kennwerte von besonderer Bedeutung sind:

- a) 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).
- b) 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.

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.

11.2.1.4 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 11.1.9). Der Schaltungsentwickler muß sicherstellen, daß alle Arbeitspunkte zu jeder Zeit innerhalb des SOA-Bereichs liegen.

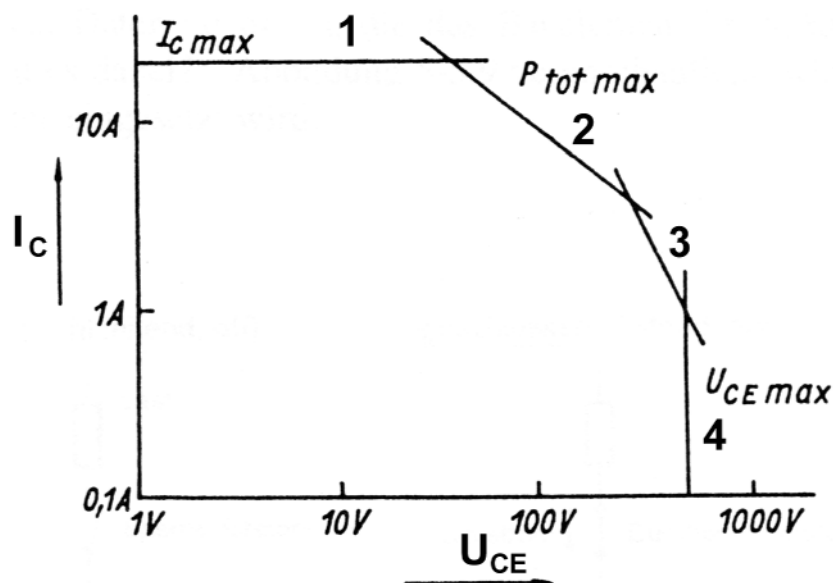


Abbildung 11.2.4 Das SOA-Diagramm. Prinzipieller Aufbau am Beispiel eines Bipolartransistors (vereinfacht). U_{CE} = Kollektor-Emitter-Spannung; I_C = Kollektorstrom

Erklärung zu Abbildung 11.2.4:

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.

Hinweis:

Die SOA-Diagramme der Praxis enthalten zumeist mehrere Darstellungen ähnlich Abbildung 11.2.4; eine für den Gleichstrombetrieb und weitere für den Impulsbetrieb. Näheres in Abschnitt 11.2.2.3.

11.2.2 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).

11.2.2.1 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 11.2.5) 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.

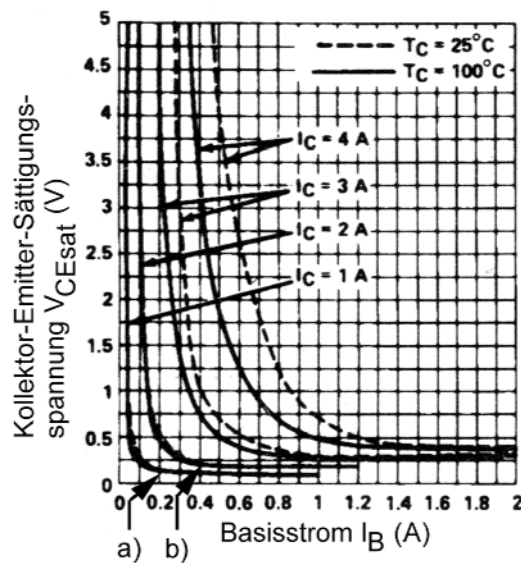


Abbildung 11.2.5 Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung in Abhängigkeit vom Basisstrom bei verschiedenen Kollektorströmen und Betriebstemperaturen (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

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 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 kurzzeitig^{*)} erreicht werden darf (er ist typischerweise das 1,2...1,5-fache von I_C). Bipolare Leistungstransistoren werden für Kollektorströme von wenigen A bis hin zu über 100 A gefertigt.

*) : 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%).

Achtung:

Die Kollektorstromangabe betrifft typischerweise eine Kristalltemperatur von nur 25°C . Das ist aber keine praktikable Betriebstemperatur.

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 11.2.6).

Wir merken uns: Je höher der Kollektorstrom, desto geringer die Stromverstärkung. Es ist deshalb oft nicht möglich, den Datenblatt-Kennwert des Kollektorstroms tatsächlich auszunutzen.

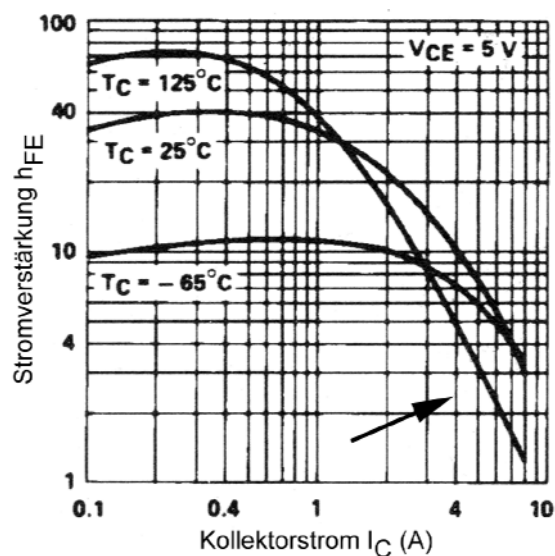


Abbildung 11.2.6 Die Stromverstärkung in Abhängigkeit von Kollektorstrom und Betriebstemperatur (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

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 ($1/10 \dots 1/7 I_C$).

Hinweis:

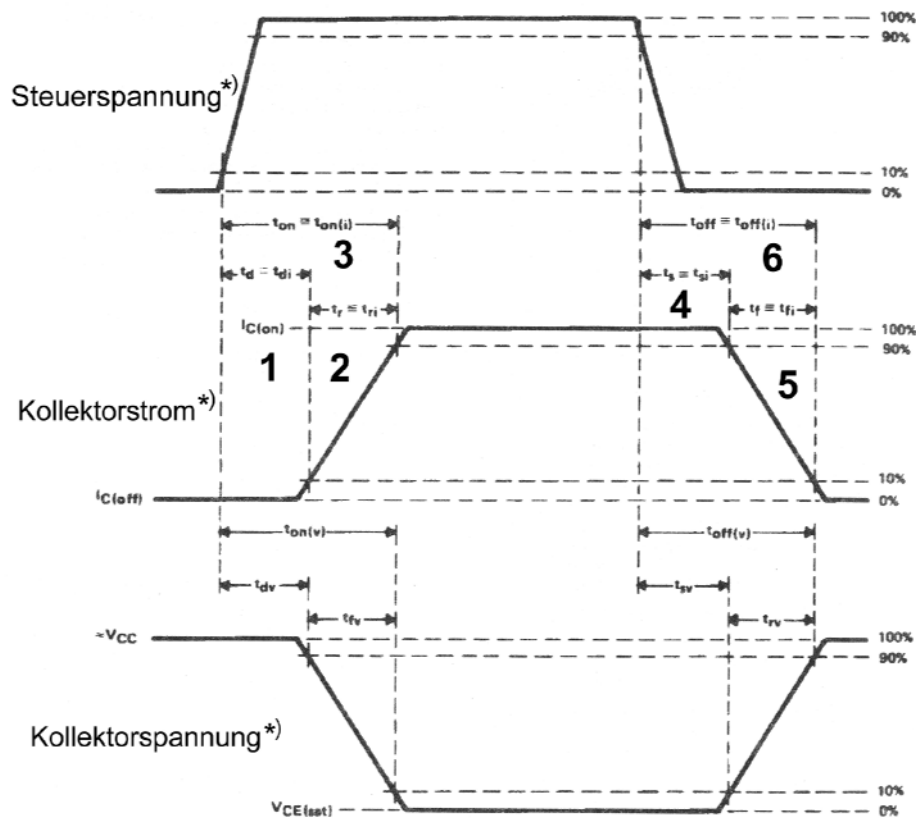
Vgl. auch Abbildung 11.2.5. Um die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung unter 0,5 V zu halten, wären sogar ca. 1,2 A Basisstrom erforderlich...

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 11.2.7 und 11.2.8 veranschaulichen, wie die Schaltzeiten definiert sind.



*) : idealisierte Darstellungen

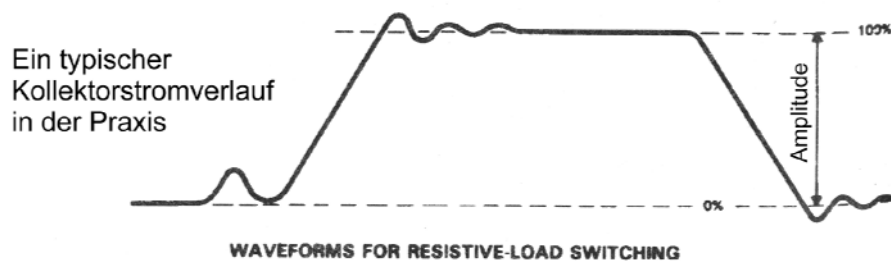


Abbildung 11.2.7 Schaltzeiten eines bipolaren Leistungstransistors (1). Mit ohmscher Last (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

Die Schaltzeiten werden zwischen 10 und 90% der jeweiligen Amplitude gemessen. 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 $t_{off} (= t_s + t_f)$.

Größenordnungen (am Beispiel eines Transistors mit $V_{CE\text{sust}} = 400\text{ V}$, $I_C = 10\text{ A}$, $I_{CM} = 15\text{ A}$ und $V_{CE\text{sat}} = 3,3\text{ V}$):

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

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.

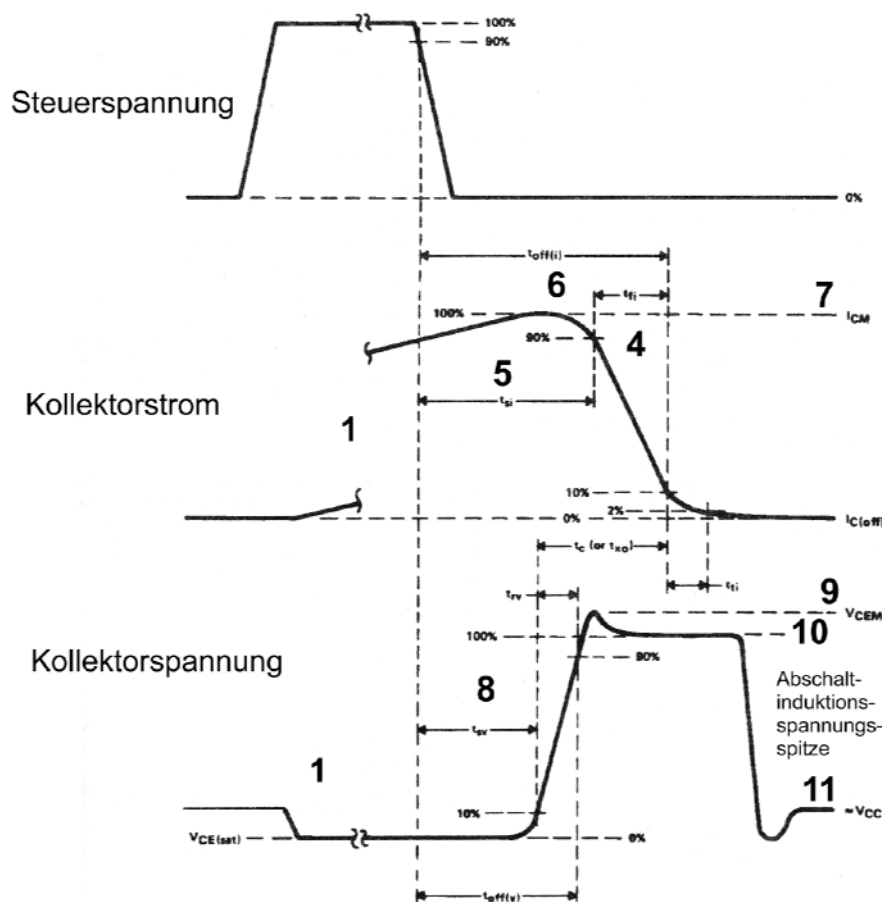


Abbildung 11.2.8 Schaltzeiten eines bipolaren Leistungstransistors (2). Mit induktiver Last (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

Die Abbildung zeigt vor allem das Ausschalten. 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 $V_{CE\text{(sat)}}$ ab, der Kollektorstrom steigt aber - wegen der Gegen-EMK - nur langsam an. 4, 5, 6 - vgl. die Erklärung zu Abbildung 11.2.7. 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)*; 11 - der endgültige Auszustand (Kollektorspannung = Betriebsspannung).

*) : 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).

11.2.2.2 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.

Sättigung (Saturation)

Bei höheren 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; Abschnitt 11.2.2.5) verkleinern.

11.2.2.3 Der Bipolartansistor als Schalter

Einfache Transistorschaltstufen

Die einfachste Schaltstufe ist ein Transistor in Emitterschaltung. Der Schaltbetrieb muß durch entsprechendes Ansteuern der Basis gewährleistet werden. Wir wollen uns zunächst auf ein Ansteuern mit Signalen aus Digitalerschaltungen beschränken (Abbildung 11.2.9). Diese Signale haben zwei Pegelbereiche: Low (nahe Betriebsspannung) und High (in typischen TTL-Umgebungen 2...3,5 V, in typischen CMOS-Umgebungen nahe Betriebsspannung).

Schaltzustände:

- bei Low am Eingang muß der Transistor voll gesperrt sein, so daß nur noch ein vernachlässigbar kleiner Kollektorreststrom fließt. Am Ausgang liegt somit über den Arbeitswiderstand (der Last) nahezu die volle Speisespannung an. Um dies zu

gewährleisten, muß die anliegende Basis-Emitter-Spannung die Basis-Emitter-Sättigungsspannung U_{BEsat} deutlich unterschreiten. Der Pegel am Ausgang entspricht nahezu der Betriebsspannung V_{CC} .

- bei High am Eingang muß der Transistor voll leitend sein; es muß ein Kollektorstrom fließen, der sich näherungsweise aus Speisespannung und Arbeitswiderstand ergibt. Der Pegel am Ausgang entspricht dann der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} (bei Kleinleistungs-SI-Transistoren sind das etwa 200 mV). Um dies zu gewährleisten, muß die Basis-Emitter-Spannung auf jeden Fall wenigstens den Wert der Basis-Emitter-Sättigungsspannung erreichen.

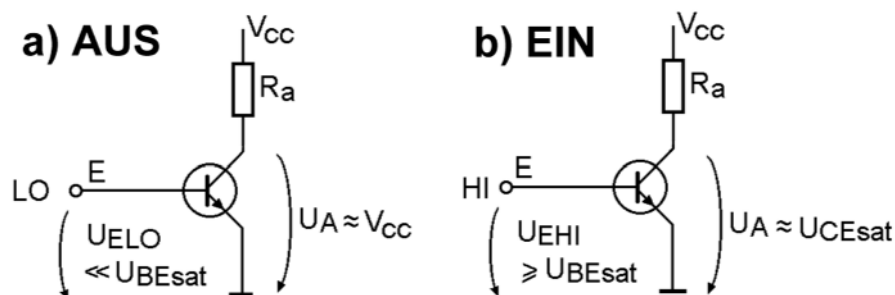


Abbildung 11.2.9 Der Transistor im Schaltbetrieb

Toleranzfragen

Es gelingt durchaus, einen Transistor als Schaltstufe zu betreiben, wenn man ein Signal an die Basis legt, das zwischen etwa 0 V für Low und einigen V für High umschaltet. In der Praxis sind die Verhältnisse allerdings etwas komplizierter: die Schaltung soll schließlich unter allen Bedingungen funktionieren, die im Betrieb vorkommen können. Sehen wir uns dazu einmal die Logikpegel der TTL-Baureihen an: ein Low, das ein dem Transistor vorgeschalteter TTL-Schaltkreis liefert, liegt zwischen 0 und 0,4 V, ein High zwischen 2,4 V und Speisespannung (High typisch 3,5 V). Betrachten wir beide Fälle einzeln:

- Ansteuerung mit Low. Bereits von etwa 0,5 V an beginnt ein nennenswerter Basisstrom zu fließen, wodurch die Kollektor-Emitter-Strecke schon in gewissem Maße leitend wird. Infolgedessen fließt Strom durch Last und Transistor. Der Transistor wird warm, und auch die Last kann Schaden nehmen. Nun können aus den 0,4 V TTL-Low vom Schaltkreisausgang am Transistoreingang ohne weiteres 0,5 V und mehr werden (z. B. durch den Spannungsabfall über die Massezuführung des ansteuernden Schaltkreises oder durch Übersprechen). Abhilfe: Basisvorwiderstand, Basisspannungsteiler, Diode in Flußrichtung und Kombinationen dieser Schaltmittel (Abbildung 11.2.10).
- Ansteuerung mit High. 2 V reichen auf jeden Fall aus, um den Transistor durchzusteuern. Es ist nur zweierlei zu beachten: (1) wie hoch wird dann der Basisstrom, (2) wie wirkt sich das auf die Schaltzeit aus?

Wie schnell schaltet ein Transistor?

Das hängt zunächst davon ab, wie schnell die Ladungsträger die Basiszone durchlaufen. Hinsichtlich des Einschaltens ist diese Feststellung zunächst auch ausreichend. Beim Ausschalten

tritt jedoch ein weiterer Effekt auf: die Ladungsträger müssen aus der Basiszone wieder abfließen! (Das ist das Problem des Ausräumens von Sperrschichten beim Umschalten von der Durchlaß- in die Sperrichtung. Vgl. Halbleiterdiode.) Wir merken uns: Ein (in Sättigung betriebener bipolarer) Transistor schaltet schnell ein, aber langsam aus (Stichwort: Ausräum- oder Speicherzeit).

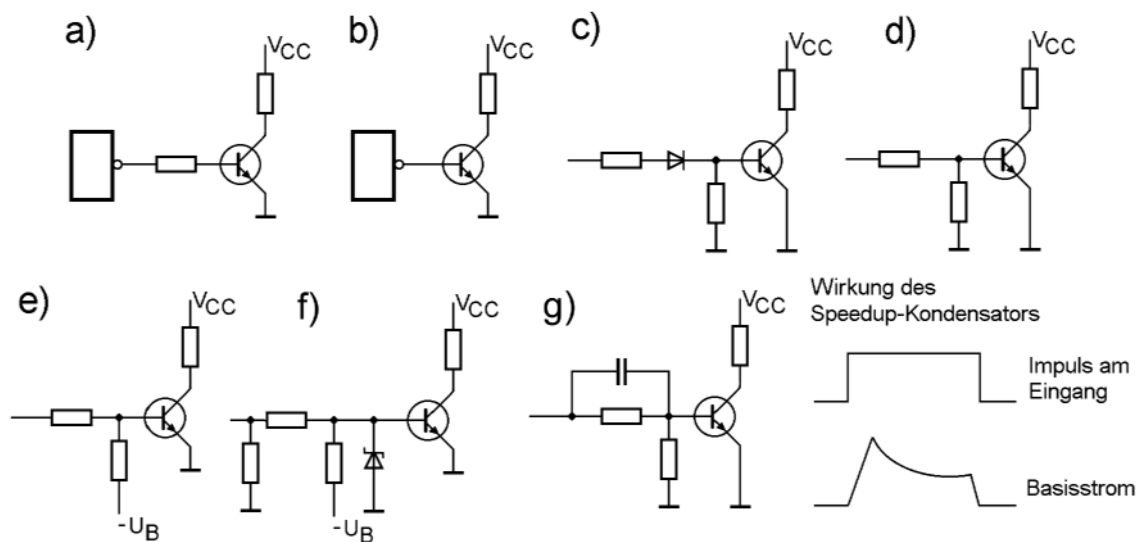


Abbildung 11.2.10 Einfache Transistorschaltstufen

Erklärung:

- wenn es auf die Schaltzeiten praktisch nicht ankommt (z.B. beim Ansteuern von Leuchtanzeigen oder Relais), reicht oft ein einfacher Widerstand in der Basisleitung. Seine Aufgabe: Begrenzung des Basisstroms.
- manchmal genügt es sogar, die Basis direkt mit dem Ausgang des ansteuernden Schaltkreises zu verbinden. Probleme: (1) Low-Pegel zu hoch. Abhilfe: (a) Schaltkreis in unmittelbarer Nähe des Transistors, (b) mit CMOS ansteuern. (2) extreme Übersteuerung. Ob das schadet, ggf. anhand FBSOA-Diagramm überprüfen. (3) High-Pegel $>$ maximale Basis-Emitter-Spannung V_{BEmax} . Wenn dem so ist, die Schaltung nicht nehmen...
- im Interesse der Funktionssicherheit ist der Transistor unter allen Umständen bei Low gesperrt zu halten. Hier eine erste Schaltungslösung - die Ansteuerung über eine in Durchlaßrichtung betriebene SI-Diode (es muß mindestens die Flußspannung anliegen, damit die Diode leitend wird),
- eine weitere Schaltungslösung - der Basisspannungsteiler. Bei Si-Transistoren reicht es meist aus, den Basisspannungsteiler gegen Masse zu schalten.
- Basisspannungsteiler mit Hilfsspannung entgegengesetzter Polarität. Es gibt zwei Auslegungen:
 - zum sicheren Sperren auch unter ungünstigen Bedingungen. Vorspannung ist typischerweise eine nicht allzu hohe Gleichspannung. Dimensionierung so, daß

- bei Low Transistor sicher gesperrt ist. Richtwert: Basis-Emitter-Spannung ca. $-0,2 \dots -0,5$ V (für NPN).
- zum schnellen Ausschalten (= Ausräumen der Basiszone) durch Anlegen einer Impulsspannung. Vorsicht...
- f) Erzeugung einer geringen negativen Basisvorspannung (um $0,3$ V) mittels Schottky-Diode in Flußrichtung,
- g) damit der Transistor schnell einschaltet, muß ihm ein kräftiger Basisstrom zugeführt werden. Andererseits ist dafür zu sorgen, daß beim Ausschalten die Basiszone schnell ausgeräumt wird. Ein Ansatz: den Basisspannungsteiler so dimensionieren, daß der Transistor "gerade mal" in Sättigung betrieben wird (wenn die Verlustleistung nicht allzu hoch ist, könnte sogar ein Arbeitspunkt im aktiven (linearen) Bereich eingestellt werden), und den kräftigen Stromstoß beim Einschalten über einen Kondensator zuführen (Speedup-Kondensator).

Der Emitterfolger

Der Transistor wird in Kollektorschaltung betrieben (Abbildung 11.2.11). In dieser Anordnung gelingt es gar nicht, den Transistor in die Sättigung zu treiben. Der Vorteil: schnelles Schalten infolge der geringen Speicherzeit. Der Nachteil: der Transistor arbeitet im aktiven Bereich; damit verringert sich die zu schaltende Leistung (Stichworte: Verlustleistungshyperbel und SOA-Diagramm). Um bei eingangsseitigem High eine hinreichende Basisspannung bereitzustellen, kann es notwendig sein, einen Pull-up-Widerstand vorzusehen (Abbildung 11.2.12).

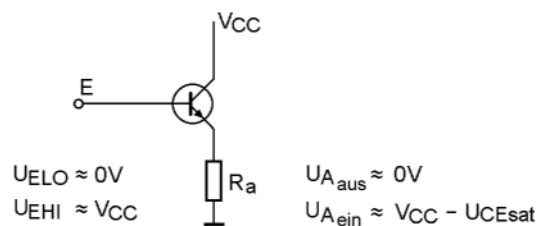


Abbildung 11.2.11 Emitterfolger

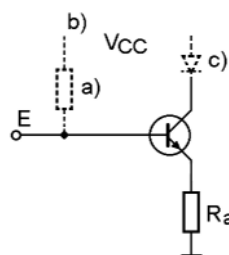


Abbildung 11.2.12 Beschaltungsvarianten des Emitterfolgers

Erklärung:

a) - Pull-up-Widerstand; b) - Anschaltung an V_{CC} oder an eine positivere Hilfsspannung; c) - Diode in Flußrichtung (bedarfswise auch mehrere in Reihe).

Soll der Emitterfolger als "gesättigter" Schalter betrieben werden, ist die Basisspannung gegenüber der Kollektorspannung um wenigstens U_{BEsat} zu erhöhen. Das gelingt mit Pull-up-Widerstand und (positiver) Hilfsspannung, ist aber auch erreichbar, indem man in die Kollektorleitung 1...3 SI-Dioden in Flußrichtung schaltet. Beim gesättigten Betrieb sind die Transistorverluste geringer, die Ausschaltzeit verlängert sich aber um die Speicherzeit. (Ausprobieren: Dioden in der Kollektorleitung verlängern die Ausschaltzeit merklich - ein Indiz dafür, daß der Transistor wirklich in die Sättigung getrieben wird.)

Hinweis:

Emitterschaltung = Low Side Drive, Kollektorschaltung (Emitterfolger) = High Side Drive (Abschnitt 11.3.1).

11.2.2.4 Darlington-Transistoren

Schaltstufen in Darlingtonschaltung

Eine Darlingtonstufe wird an sich genau so angesteuert wie ein einfacher Transistor (Abbildungen 11.2.13, 11.2.14). Die höhere Basis-Emitter-Sättigungsspannung erfordert aber eine andere Dimensionierung (bei Low ist der Störabstand von Hause aus besser, bei High kann unter Umständen ein Pull-up-Widerstand oder eine Hilfsspannung erforderlich werden).

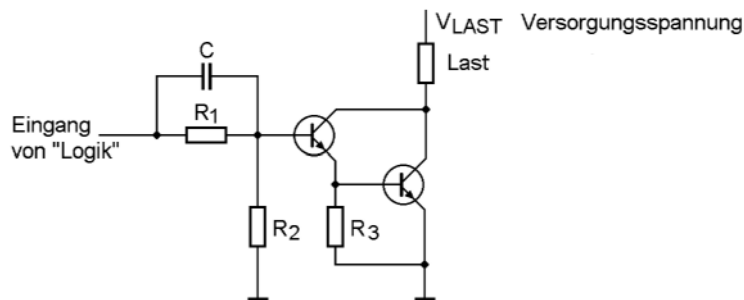


Abbildung 11.2.13 Darlington-Schaltstufe (mit Ansteuerungsbeispiel)

Die gezeigte Ansteuerung mit Basisspannungsteiler und Speedup-Kondensator ist lediglich als Beispiel anzusehen (grundsätzlich sind u. a. Varianten der Basisbeschaltung gemäß Abbildung 11.2.8 nutzbar). Der Widerstand R3 dient dazu, die Speicherzeit des 2. Transistors zu verringern (er unterstützt das Abfließen der Ladungsträger aus der Basiszone).

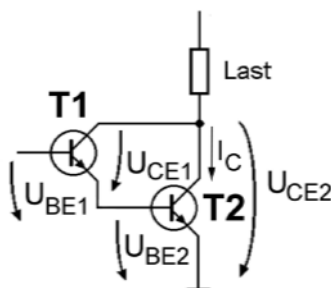


Abbildung 11.2.14 Basis- und Kollektorspannungen in der Darlington-Schaltung

In der Darlington-Schaltung ist die Kollektor-Emitter-Spannung des zweiten (hinteren) Transistors stets höher als dessen Basis-Emitter-Spannung ($U_{CE2} > U_{BE2}$)*). Damit kann T2 (der "eigentliche" Leistungstransistor) nie vollkommen in die Sättigung gelangen. Welchen Betriebszustand der vorgeschaltete Transistor T1 einnimmt, hängt von dessen Ansteuerung ab. Somit wird die Ausschaltzeit einer Darlington-Schaltung vor allem von der Ausschaltzeit des Transistors T1 bestimmt (die bei Sättigung bzw. Übersättigung einen entsprechend hohen Speicherzeitanteil hat). Die Abfallzeit des Kollektorstroms I_C hängt vom Transistor T2 ab.

*) : U_{BE2} ist um die Kollektor-Emitter-Spannung des 1. Transistors (U_{CE1}) geringer als U_{CE2} . Im Extremfall (voll eingeschaltet) entspricht U_{CE1} der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von T1.

Darlington-Transistoren

Darlingtonstufen werden gern in Leistungsschaltungen verwendet. Dafür werden voll integrierte Darlington-Transistoren angeboten, wobei einige Typen eingebaute Basisstrom-Ableitwiderstände haben (Abbildung 11.2.15).

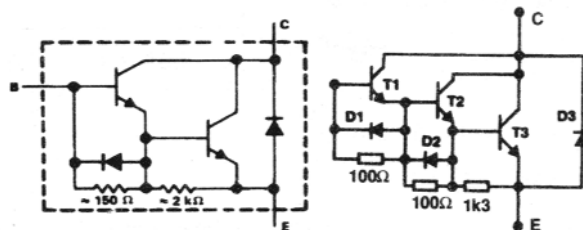


Abbildung 11.2.15 Darlington-Transistoren (Beispiele; nach: Texas Instruments)

11.2.2.5 Betriebsbedingungen und SOA-Diagramme

Durchbrucheffekte und Fehlermechanismen

Durchbrucheffekte (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 (Abbildung 11.2.16). 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.

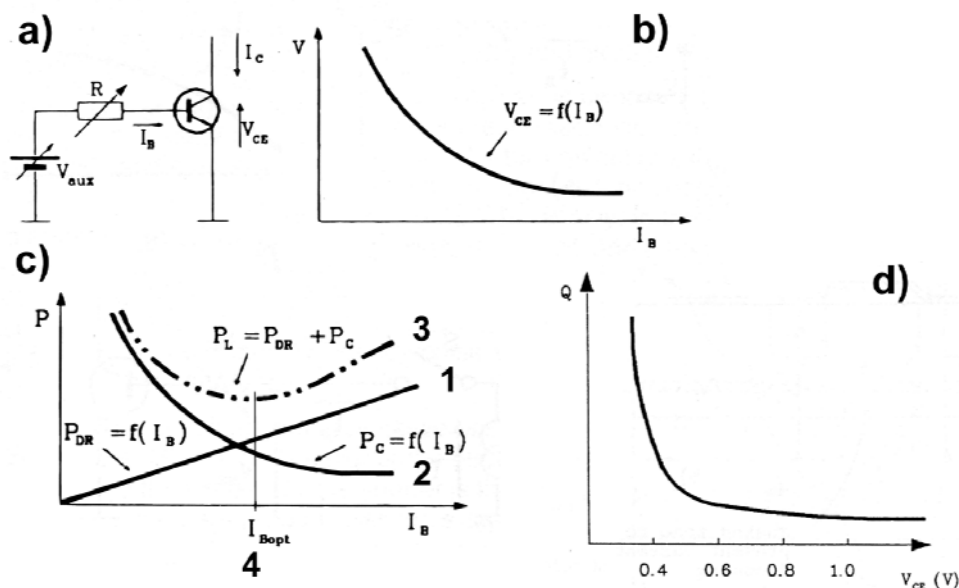


Abbildung 11.2.16 Transistorverluste in Abhängigkeit vom Basisstrom (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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. Prinzip: welche Belastung hält der Transistor aus?

- das Ausschalten, vor allem mit einer induktiven Last: RBSOA = Reverse Biased Safe Operating Area. Beim Ausschalten geht die Basis­spannung nach Null und die Basis­Kollektor-Diode wird Sperrichtung gepolt. Es fließt aber noch Kollektorstrom, und es bildet sich die Abschalt-Spannungsspitze (vgl. Abbildung 11.2.6). Prinzip: welchen Betrag an Abschaltenergie kann der Transistor wegstecken?

Ein sicherer Betrieb ist dann gewährleistet, wenn alle Wertekombinationen von Strom und Spannung innerhalb des jeweiligen SOA-Linienzuges liegen (Abbildungen 11.2.17 bis 11.2.21).

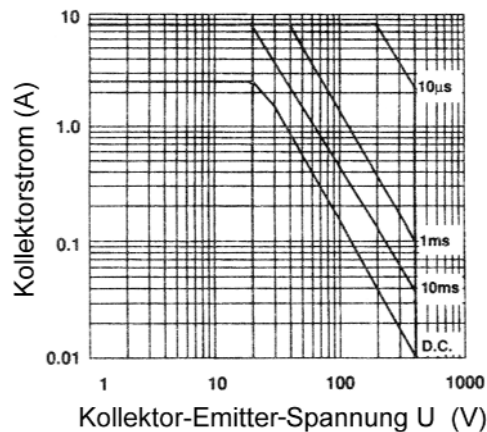


Abbildung 11.2.17 Ein typisches FBSOA-Diagramm (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

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

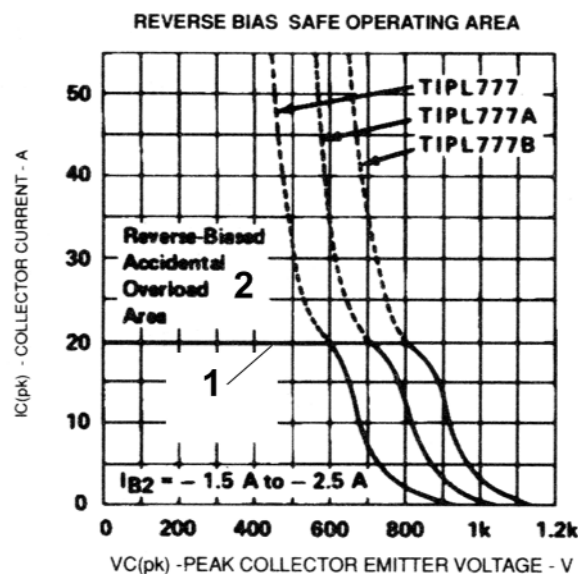


Abbildung 11.2.18 RBSOA-Diagramm einer Darlington-Typenreihe (nach: Texas Instruments)

Erklärung zu Abbildung 11.2.18:

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.

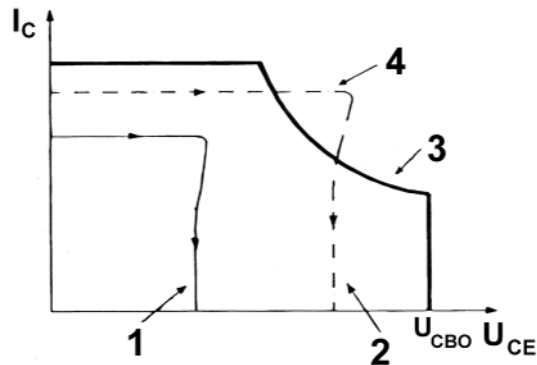


Abbildung 11.2.19 Zur Interpretation des SOA-Diagramms (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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 - Bereichsüberschreitung = Gefahr der Zerstörung des Transistors; U_{CBO} = Spannung zwischen Kollektor und Basis bei offenem Emitter.

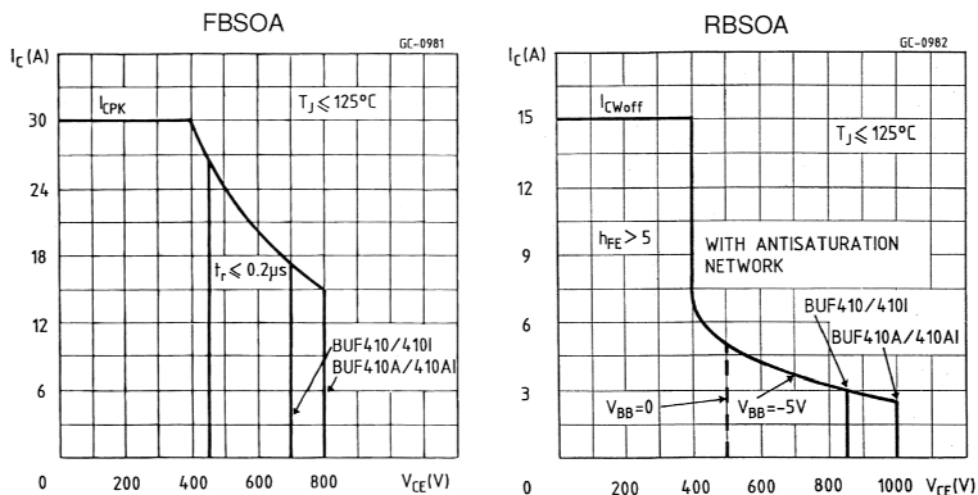


Abbildung 11.2.20 SOA-Diagramme einer weiteren Typenreihe (SGS-Thomson)

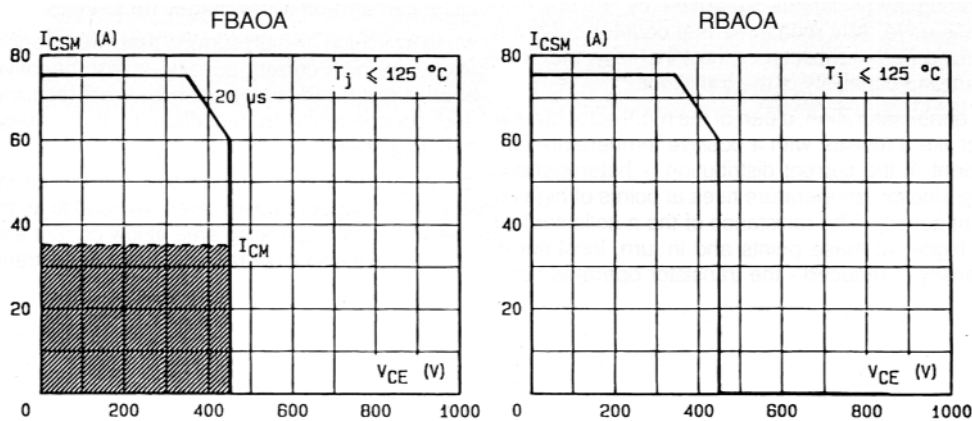


Abbildung 11.2.21 Die Transistoren halten gelegentlich etwas mehr aus, sofern es sich nur um eine zeitweilige Überlastung handelt (SGS-Thomson)

Erklärung:

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.

11.2.2.6 Ansteuerung

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 11.2.22, 11.2.23).

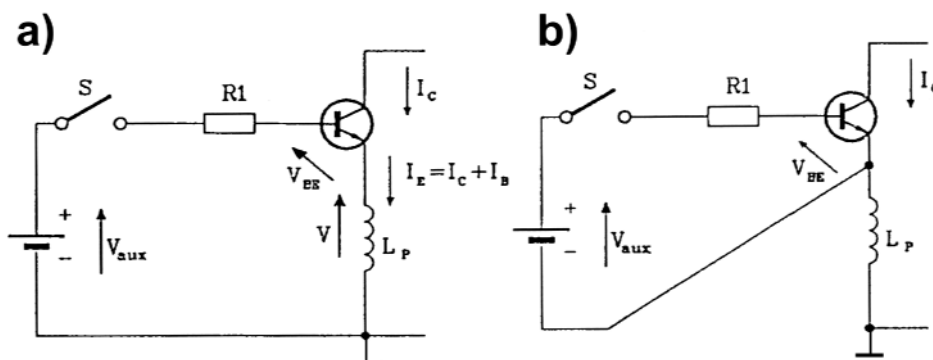


Abbildung 11.2.22 Beispiel des Einflusses einer parasitären Induktivität (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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)!

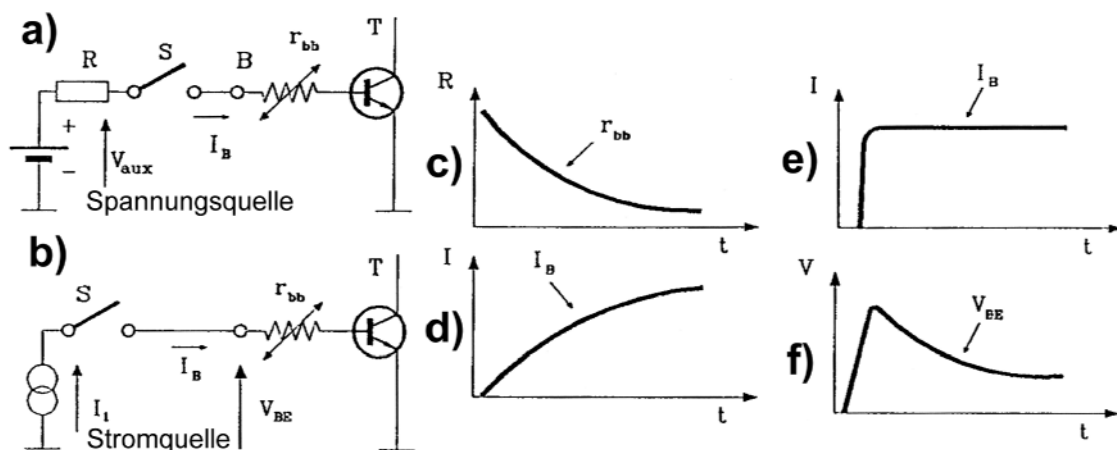


Abbildung 11.2.23 Ansteuerprinzipien und der Einfluß des parasitären Basiswiderstandes (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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; b) - Ansteuerung über Stromquelle; c) - das zeitliche Verhalten des parasitären Basiswiderstandes r_{bb} ; d) - Stromanstieg beim Einschalten über Spannungsquelle; e) - Stromanstieg beim Einschalten über Stromquelle; f) - das zugehörige zeitliche Verhalten der Basis-Emitter-Spannung.

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

Darlington-Transistoren und IGBTs schalten besonders schnell ein (Abbildung 11.2.24).

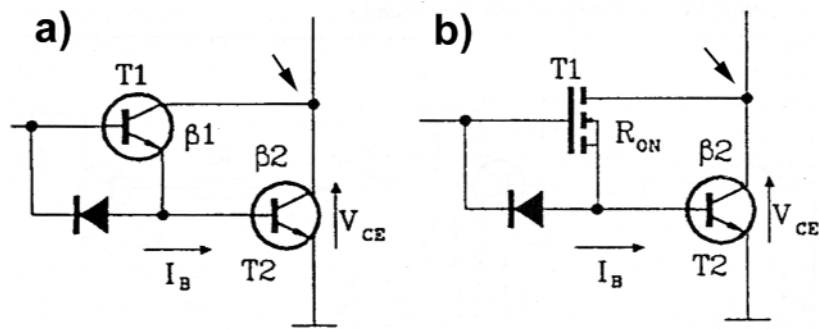


Abbildung 11.2.24 Zum Einschaltverhalten. a) Darlington-Transistor; b) IGBT (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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

Halten des EIN-Zustandes

Hierzu kann - im Interesse geringer Ansteuerungsverluste (P_{DR}) der Basisstrom abgesenkt werden. Eine typische Lösung (Abbildung 11.2.25): der Transistor wird knapp unterhalb der Sättigung betrieben (Quasi-Sättigung).

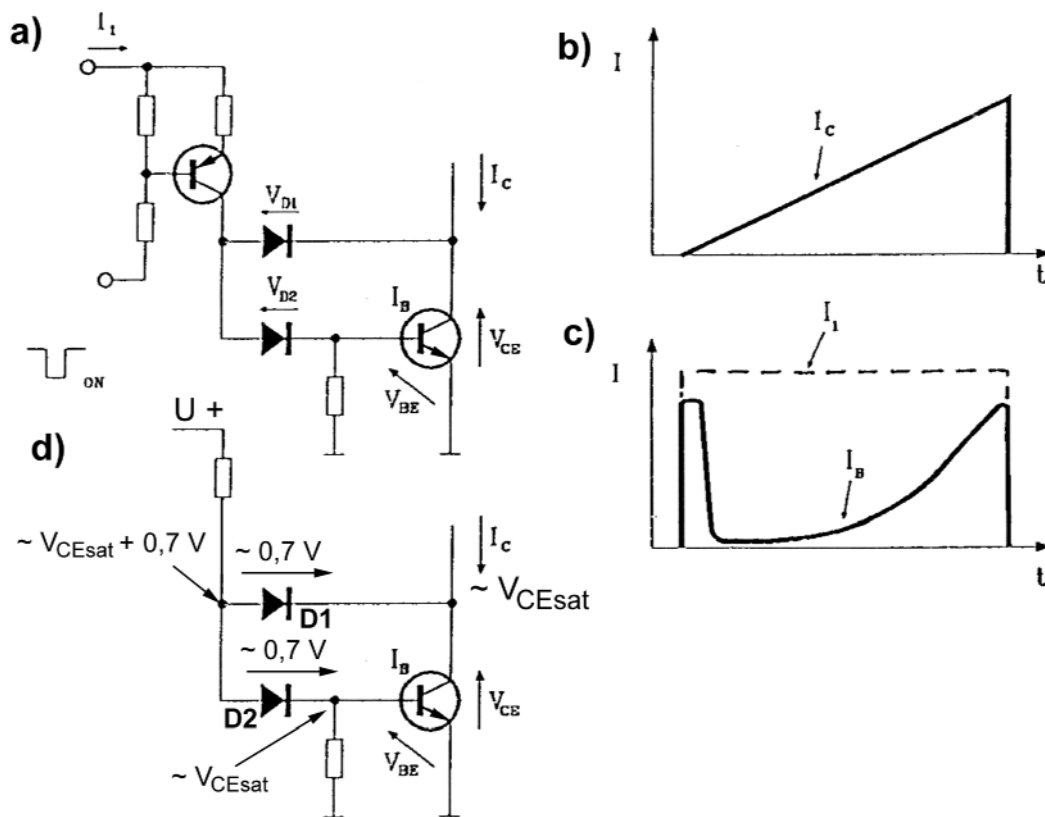


Abbildung 11.2.25 Konstantstrom-Treiberstufe für Betrieb unterhalb der Sättigung (nach: SGS-Thomson)

Erklärung zu Abbildung 11.2.25:

a) - Prinzipschaltung. Der Leistungstransistor wird über eine geschaltete Konstantstromquelle angesteuert, die mit einem PNP-Transistor bestückt ist. b) - Kollektorstromverlauf beim Einschalten; c) - Treiber- und Basisstromverlauf. In dieser einfachen Schaltung bleibt der Treiberbetriebsstrom I_T konstant, unabhängig vom jeweils fließenden Kollektorstrom. d) - 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 $V_{CEsat} + 0,7\text{ V}$ heruntergezogen (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 + Abfallzeit). Die Speicherzeit hängt von der Dauer des EIN-Zustands ab (Abbildung 11.2.26); bei nur kurzzeitigem Ansteuern (einige μs) kann der Transistor nie in die Sättigung gelangen.

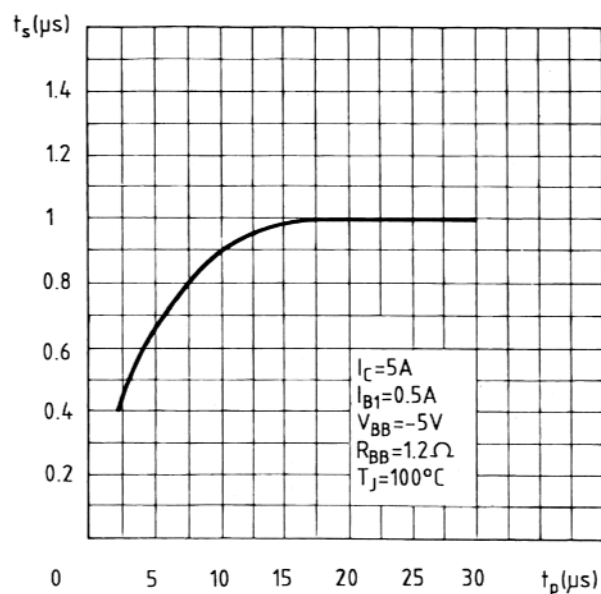


Abbildung 11.2.26 Die Speicherzeit t_s in Abhängigkeit von der Einschaltdauer t_p (Datenblattauszug; nach: SGS-Thomson)

Beschleunigung des Ausschaltens:

Durch kurzzeitiges Anlegen einer negativen Basisvorspannung. Diese Betriebsart wird von den Transistorfabrikanten nicht gern gesehen, aber typischerweise geduldet (sonst wäre es kaum möglich, zugleich hochleistungsfähige und kompakte Schaltnetzteile zu bauen...). Richtwert: die Größenordnung der Basis-Emitter-Durchbruchsspannung $V_{(BR)EBO}$ (typisch 5...10 V). Hiermit kann

man Ausschaltzeiten in der Größenordnung von wenigen ns erreichen (sofern der Transistor knapp unterhalb der Sättigung betrieben wird).

Abbildung 11.27 zeigt eine nicht ganz so radikale Lösung: es wird ein gesonderter Stromweg von der Basis nach Masse geschaltet, über den die überschüssigen Ladungsträger abfließen können.

Hinweis:

Die aus der Basis herausführenden Stromwege müssen induktivitätsarm ausgelegt sein, sonst verläuft der Ausschaltvorgang langsamer als erwartet.

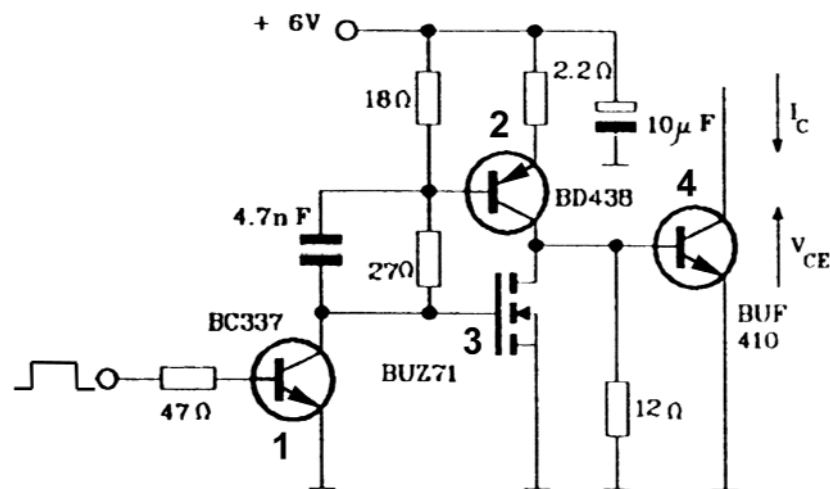


Abbildung 11.27 Treiberschaltung mit Vorkehrung zum schnellen Ausschalten (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

1 - Steuertransistor; 2 - Treibertransistor; 3 - Ausschalttransistor; 4 - Leistungstransistor. Der Treibertransistor wirkt als geschaltete Stromquelle (vgl. Abbildung 11.2.23). Um das Ausschalten zu beschleunigen, ist der zusätzliche Ausschalttransistor 3 (ein MOSFET*) vorgesehen. Im ausgeschalteten Zustand (Steuertransistor 1 gesperrt) liegt dessen Gate nahezu auf Betriebsspannung. Somit ist er leitend und schaltet einen Stromweg von der Basis des Leistungstransistors 4 nach Masse.

*) Denksportaufgabe: warum muß es ausgerechnet ein MOSFET sein? Weshalb „geht“ hier kein Bipolartransistor?

Weil der Bipolartransistor eine Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ($V_{CE(sat)}$) hat und somit gar nicht in der Lage ist, die Basis wirklich nach Masse zu ziehen (näherungsweise konstanter Spannungsabfall). Der MOSFET hingegen wirkt als schaltbarer Widerstand und kann somit näherungsweise den Kurzschlussfall (0 V Spannungsabfall) nachbilden. Es kommt nur darauf an, daß der Durchlaßwiderstand ($R_{DS(on)}$) klein genug ist (z. B. $1/10$ des „unteren“ Widerstandes der Konstantstromquelle).

11.2.3 MOSFET-Transistoren

Feldeffekt-Leistungstransistoren bestehen aus einer Vielzahl kleiner MOS-Transistorzellen vom Anreicherungstyp (Abbildungen 11.2.28, 11.2.29). Auf den Quadratzoll kommen einige hunderttausend bis einige Millionen solcher Zellen. Die technologischen Grundlagen entsprechen denen der Fertigung hochintegrierter Schaltkreise (u. a. werden ältere DRAM-Fabrikationsprozesse genutzt, um solche Leistungselemente zu fertigen).

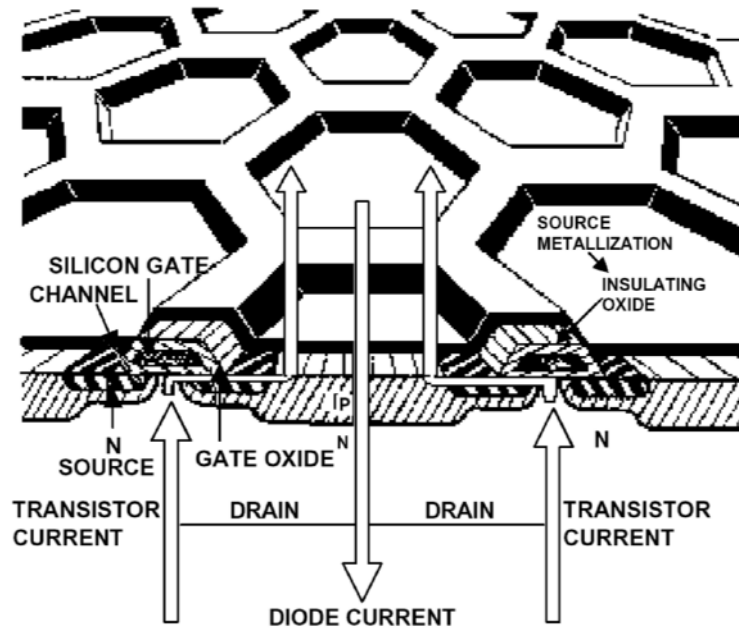


Abbildung 11.2.28 Leistungs-MOSFETs (1). Ansicht (International Rectifier)

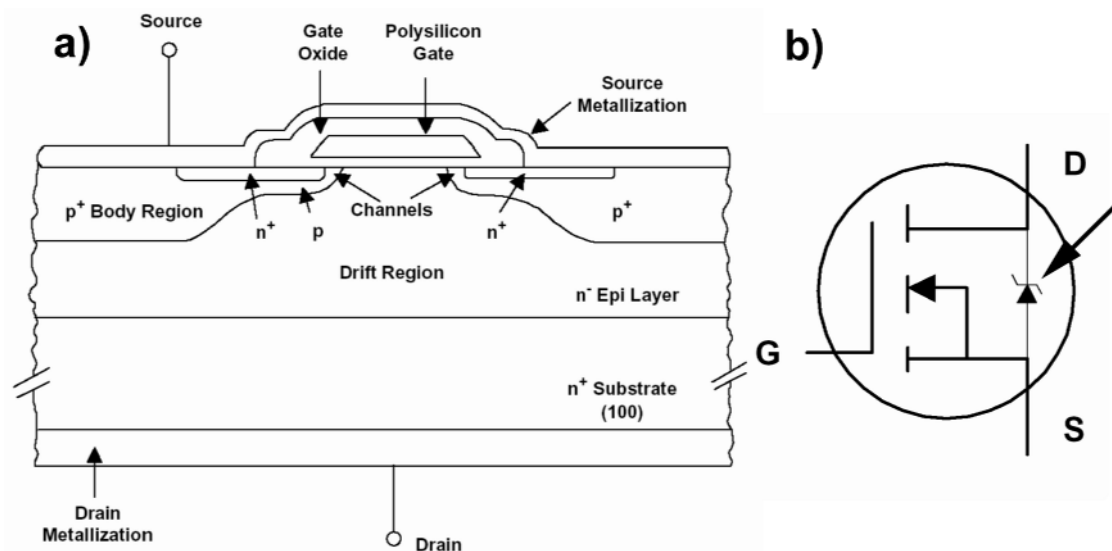


Abbildung 11.2.29 Leistungs-MOSFETs (2). a) Querschnitt durch die Halbleiterstruktur eines n-Kanal-Transistors; b) Schaltsymbol. Der zusätzliche Pfeil weist auf die parasitäre Diode hin (International Rectifier)

Erklärung zu Abbildung 11.2.29:

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 11.2.28 und 11.2.29 dargestellten Halbleiterstrukturen bilden nicht nur einen Feldeffekttransistor, sondern zusätzlich eine - an sich "unbeabsichtigte" (parasitäre) - Diode zwischen Source und Drain (vgl. Abbildung 11.2.29b). 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 Ladungsträger-Beweglichkeit bei n-Leitung kommt man, im Vergleich zur p-Kanal-Ausführung, mit der halben Siliziumfläche aus. Der Nachteil von n-Kanal-Typen: die vergleichsweise hohe Gate-Schwellspannung. So muß bei manchen Typen die Gate-Spannung um bis zu 10 V höher sein als die Source-Spannung, damit der Transistor voll leitend wird. In bestimmten Anwendungen bedingt dies 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 11.2.30, 11.2.31). Der FET verhält sich im Laststromkreis wie ein Widerstand. Wesentliche Unterschiede zwischen FETs und bipolaren Leistungstransistoren sind - ergänzend zu Tabelle 11.2.1 - in Tabelle 11.2.2 angegeben. Abbildung 11.2.32 gibt einen Überblick über die typischen Einsatzbereiche beider Transistorarten.

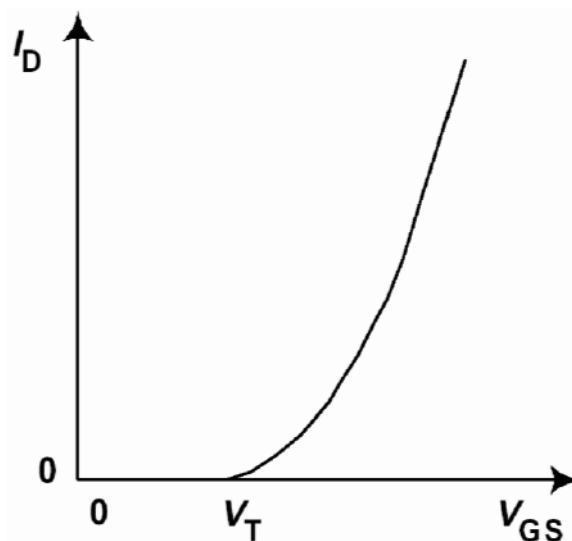


Abbildung 11.2.30 Die Übertragungskennlinie eines MOSFETs (nach: International Rectifier)

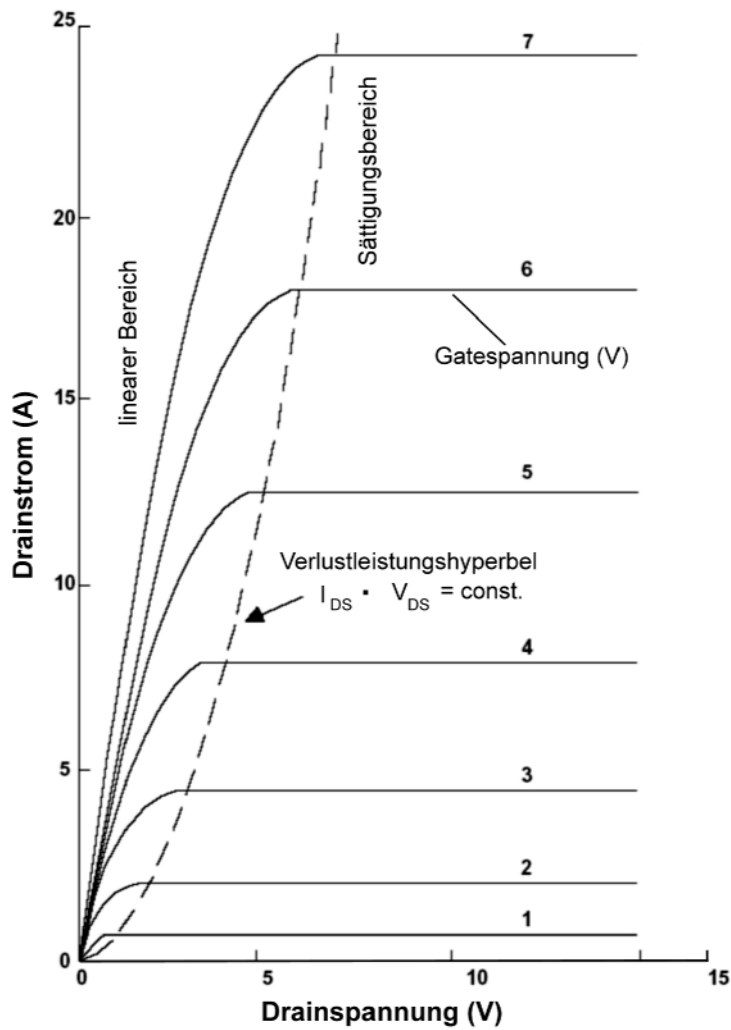


Abbildung 11.2.31 Die Ausgangskennlinie eines MOSFETs (nach: International Rectifier)

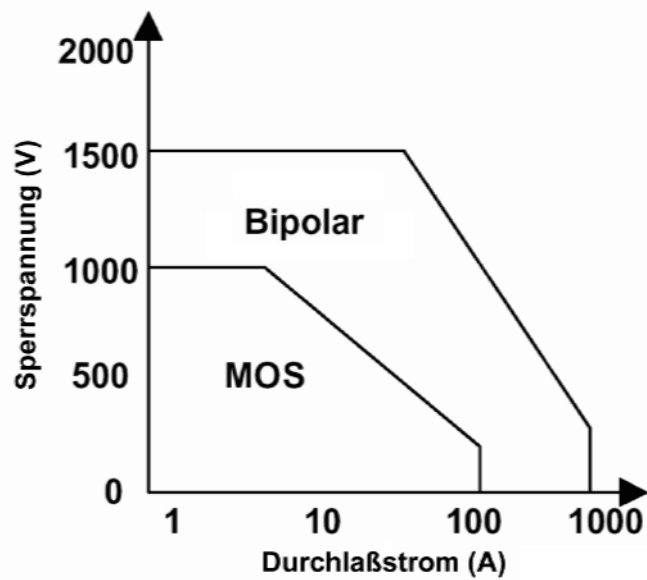


Abbildung 11.2.32 Typische Einsatzbereiche von Bipolartransistoren und FETs (International Rectifier)

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 11.2.2 Bipolartransistoren und FETs im Vergleich

11.2.3.1 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: Stromspar-Betriebsarten, PCMCIA-Karten, 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.

Wir merken uns:

Für höhere Spannungen vorgesehenen MOS-Transistoren haben höhere R_{DSon} -Kennwerte (weil, um die Spannungsfestigkeit zu gewährleisten, die Epitaxie-Schicht (Epi layer in Abbildung 11.2.29a) hochohmiger ausgelegt werden muß).

Spannungsabfall im Ein-Zustand (Forward-Voltage Drop)

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

Drain-Strom (I_D)

Drain-Ströme 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 4-fache des "statischen" Maximalstroms). Der einschlägige Kennwert: der Drain- Impulsstrom (Pulsed Drain Current) I_{DM} .

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

Die Angabe kennzeichnet praktisch die "Schaltspannung" des MOS-Transistors. Es muß wenigstens $V_{GS(th)}$ am Gate anliegen (bezogen auf das Source-Potential), damit die Drain-Source-Strecke voll 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 Schwellspannungen (1...2,5 V).

Übertragungssteilheit (Transconductance g_{fs})

Die Übertragungssteilheit 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 Übertragungssteilheit mit zunehmendem Drainstrom (Abbildung 11.2.33).

Schaltzeiten

Abbildung 11.2.34 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.

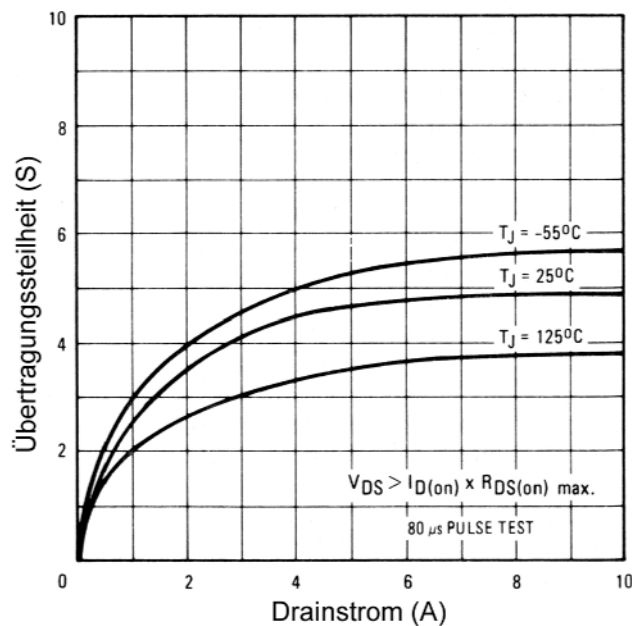


Abbildung 11.2.33 Die Übertragungssteilheit in Abhängigkeit vom Drainstrom (nach: International Rectifier)

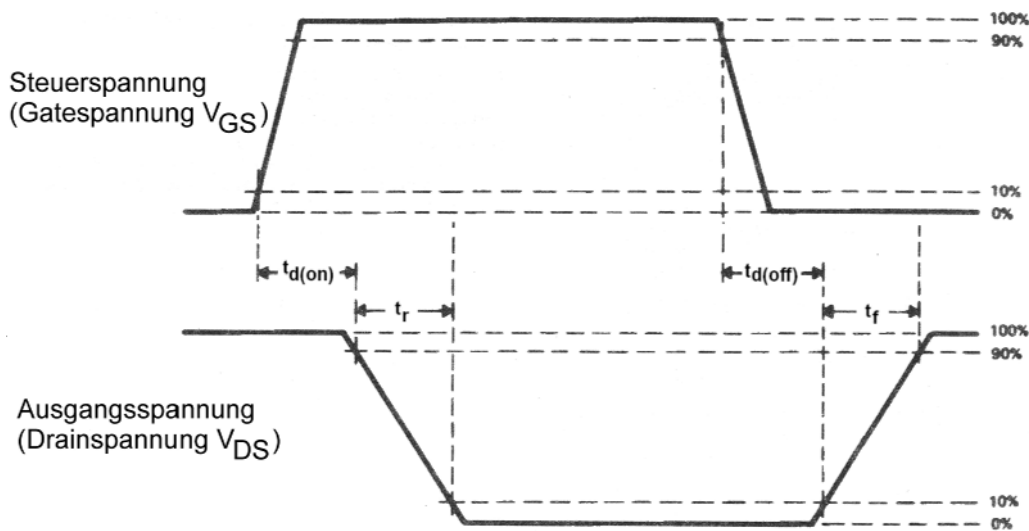


Abbildung 11.2.34 Schaltzeiten eines MOS-Leistungstransistors

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 11.2.35). Die Angabe wurde eingeführt, um bestimmte Überschlagsrechnungen zu erleichtern.

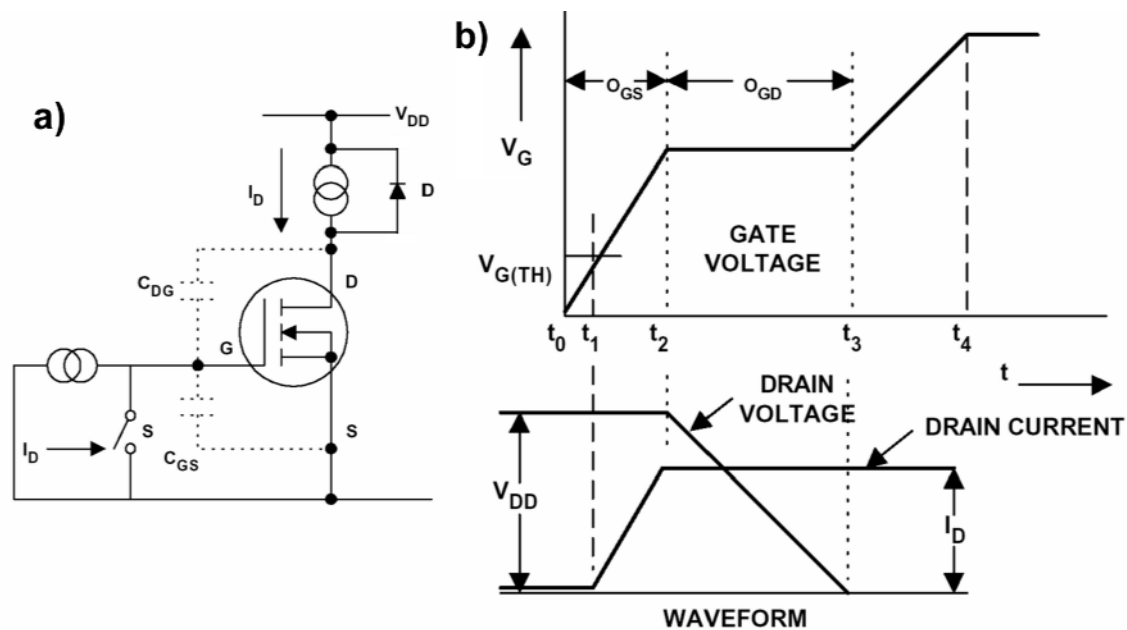


Abbildung 11.2.35 Zur Gate-Ladung (nach: International Rectifier)

Erklärung:

- a) Prinzipschaltung. Es gibt im wesentlichen zwei Gate-Kapazitäten: (1) C_{DG} zwischen Drain und Gate (Miller-Kapazität), (2) C_{GS} zwischen Gate und Source.
- b) Spannungs- und Stromverläufe beim Einschalten:
- $t_0 \dots t_1$: Gatespannung erreicht Schwellspannung $V_{G(th)}$. 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. Soit 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 11.2.36), aber kaum vom Drainstrom und nicht von der Kristalltemperatur.

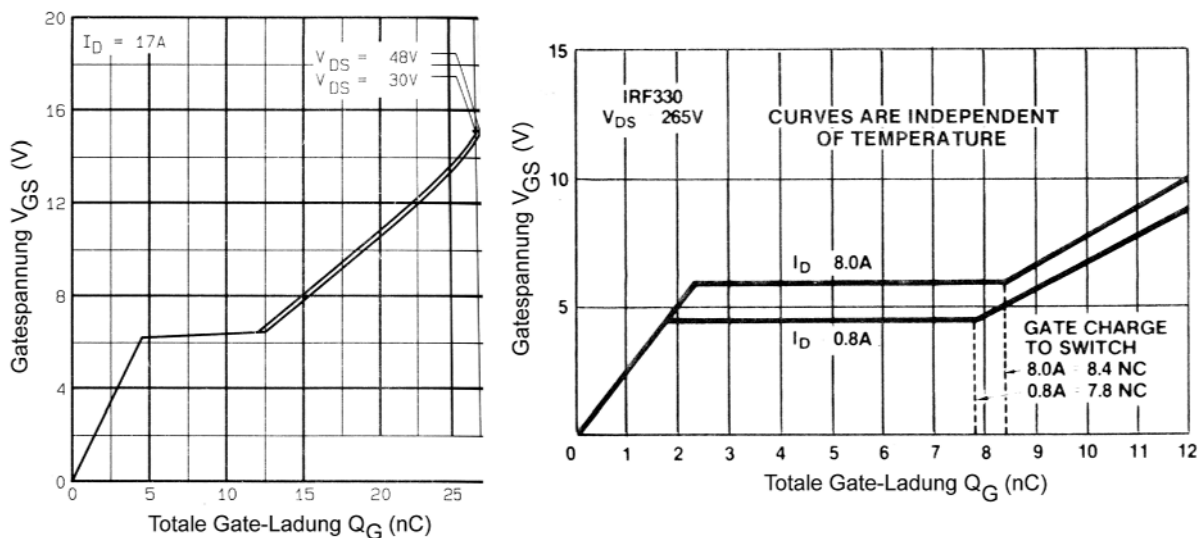


Abbildung 11.2.36 Die Abhängigkeit der Gate-Ladung von weiteren Kennwerten. Zwei Beispiele (nach: International Rectifier)

11.2.3.2 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} - spezifizierete 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 11.2.37) 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 = $I_D^2 R_{DSon}$).

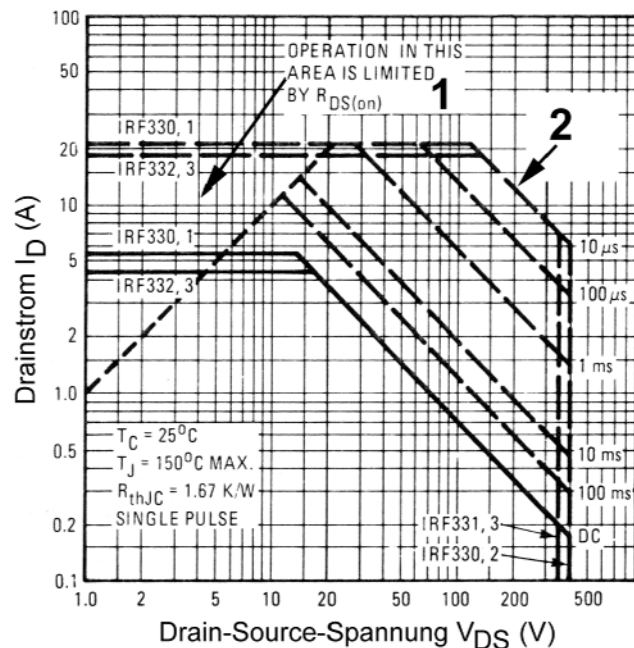


Abbildung 11.2.37 Das SOA-Diagramm eines MOS-Leistungstransistors (nach: International Rectifier). 1 - Begrenzung infolge $R_{DS(on)}$; 2 - Begrenzung infolge Verlustleistung $V_{DS} \cdot I_D = \text{const.}$

11.2.3.3 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 11.2.38). Das kann zu folgenden Fehlermechanismen führen:

- der Transistor schaltet sich ein^{*)} (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).

*) die Schwellspannung V_{GSth} liegt typischerweise um 4 V.

Abhilfe: (1) durch Schutzschaltungen (Abbildungen 11.2.38, 11.2.39), (2) durch hinreichend niederohmige Auslegung der Treiberstufe (so daß die Spannungsspitzen gleichsam kurzgeschlossen werden).

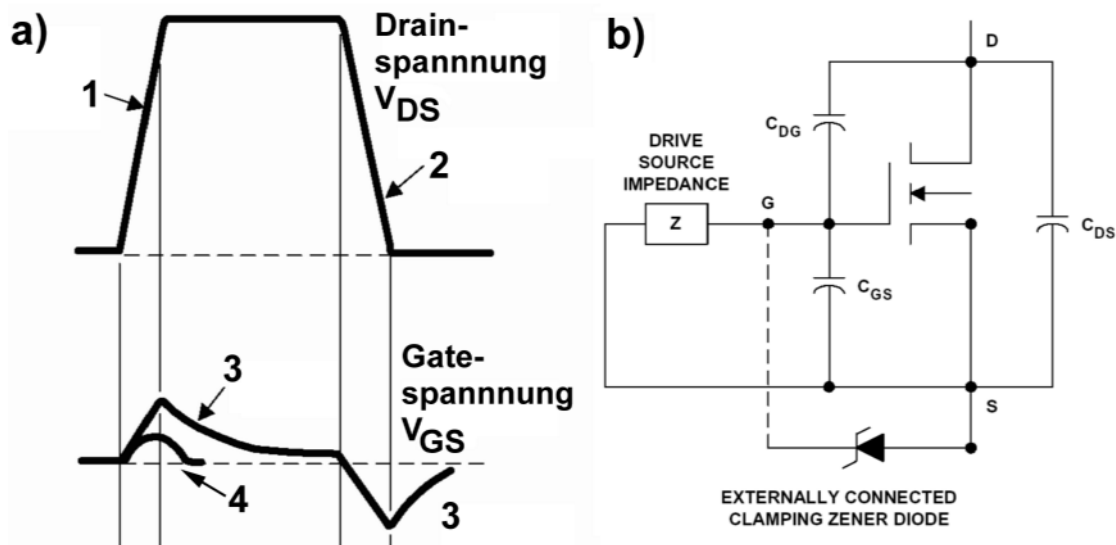


Abbildung 11.2.38 Beeinflussung des Gates über den Lastkreis (nach: International Rectifier)

Erklärung:

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.

Denksportaufgaben:

1. Kann die Zenerdiode verhindern, daß Störspitzen den Transistor einschalten?
2. Daß die Zenerdiode leitend wird, wenn die Gatespannung eine entsprechende positive Amplitude überschreitet, ist klar. Wie wirkt sie aber bei negativen Störspitzen?

1. nein, denn die Zenerspannung muß ja so hoch sein, daß „richtige“ Ansteuerimpulse (vom Treiber) zum Gate gelangen können. Sie kann also den Transistor nur gegen übermäßige Störpegel ($> V_{GSmax}$) schützen.
2. dann liegt sie in Flußrichtung, wirkt also als gewöhnliche Si-Diode, die die Störungen auf ihre Flußspannung (ca. -0,7 V) klemmert.

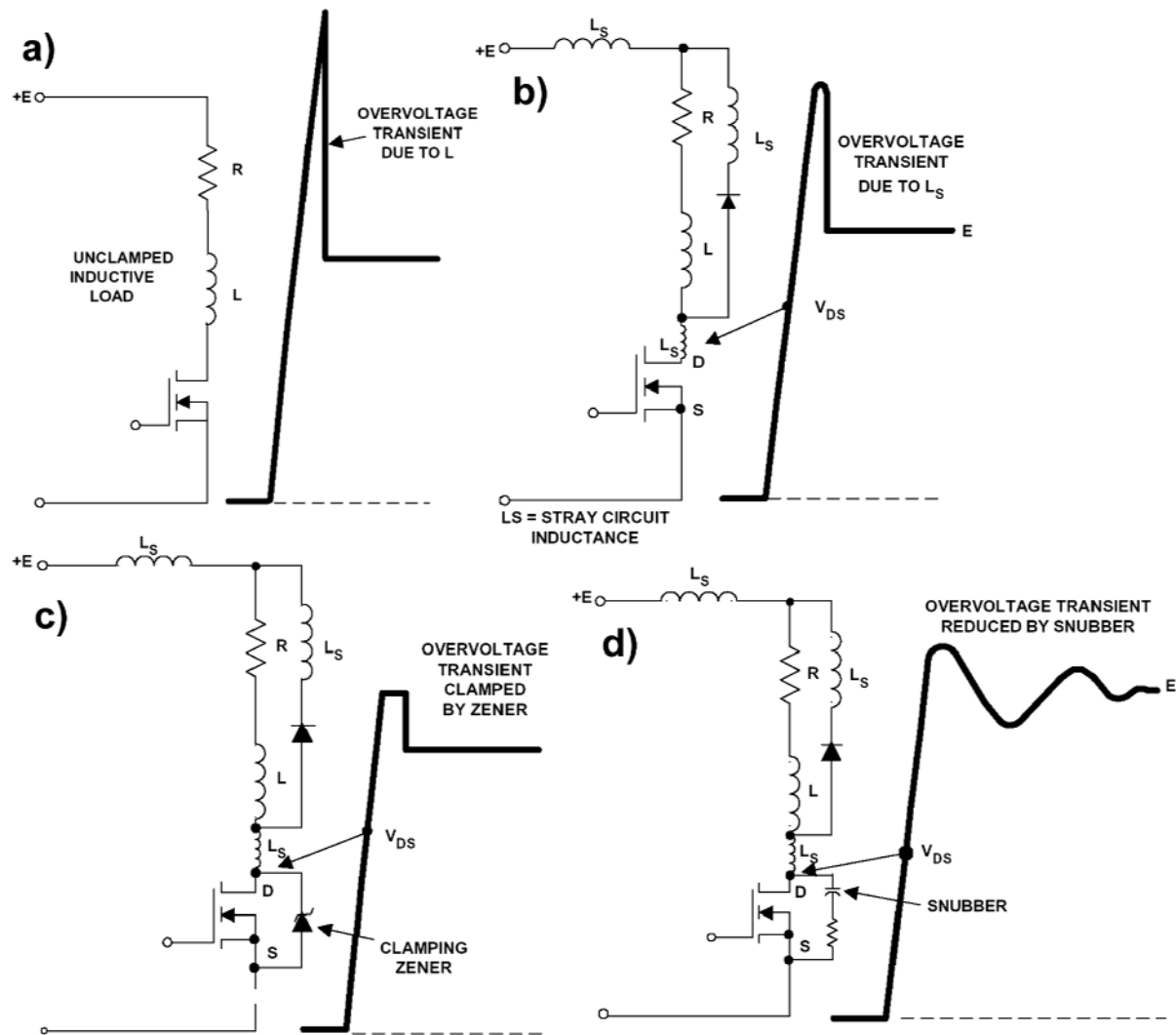


Abbildung 11.2.39 Abschalt-Spannungsspitzen und deren Bekämpfung (nach: International Rectifier)

Erklärung zu Abbildung 11.2.29:

- a) 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...
- b) 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, Leitungsdähte, Anschlußbeinchen usw.). Auch wenn jetzt die Lastseite ausreichend geschützt ist, kann es am Gate immer noch unangenehm werden.
- c) weitere Begrenzung der Spannungsspitze durch eine Zenerdiode über Drain und Source,
- d) Dämpfung der Spannungsspitze durch ein RC-Netzwerk 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 (Klammer-schaltungen, 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.

11.2.3.4 Einfache Treiberstufen

Die Größenordnung der Gatespannung:

- herkömmliche MOS-Leistungstransistoren brauchen, um voll durchzuschalten (= R_{DSon} minimal), etwa 10 V,
- Typen mit besonders niedriger Gatespannung kommen mit 5 V aus (Logic Level FETs). Für manche Typen ist ein garantierter R_{DSon} schon bei einer Gatespannung von 4 V spezifiziert.

Die (vom Treiber aufzubringende) Verlustleistung im Gatekreis:

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

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

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

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 11.2.40, 11.2.41).

Treiber für Logic-Level-Transistoren ($V_{GS} \approx 5\text{ V}$)

Derartige Transistoren können direkt von 5-V-Logikschaltkreisen angesteuert werden (Abbildung 11.2.42). 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.

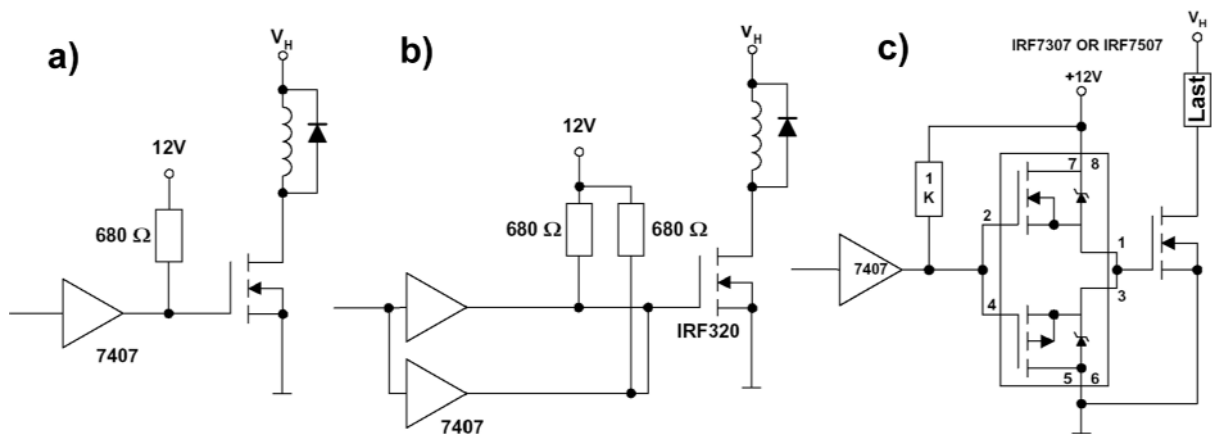


Abbildung 11.2.40 Einfache Treiberstufen für herkömmliche MOS-Leistungstransistoren (nach: International Rectifier)

Erklärung:

a) - ein einzelner Open-Collector-Treiber mit Pullup-Widerstand; b) - zwei parallelgeschaltete Open-Collector-Treiber; c) - Open-Collector-Treiber mit nachgeschalteter Komplementärstufe.

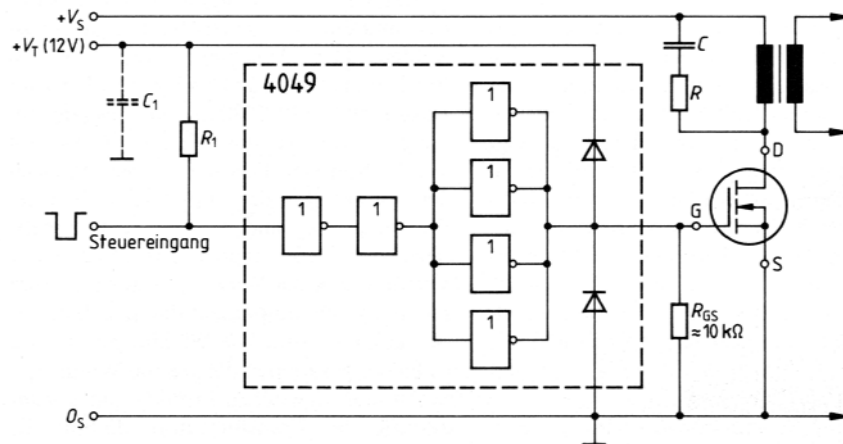


Abbildung 11.2.41 Treiberstufe mit CMOS-Negatoren (Siemens). Es sind mehrere Negatoren parallelgeschaltet. Die 4000er Typen vertragen bis zu 15 V Betriebsspannung

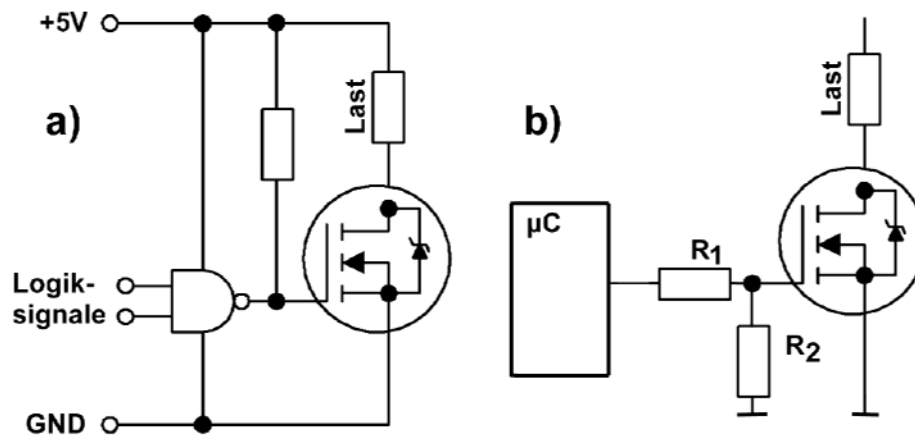


Abbildung 11.2.42 Einfache Treiberstufen für Logic-Level-FETs

Erklärung:

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 .

11.2.4 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 vereinigt Vorteile der Feldeffekttransistoren (hoher Eingangswiderstand) und der Bipolartransistoren (geringer Spannungsabfall, hohe Spannungsfestigkeit) miteinander. Ein IGBT hat aber einen wesentlichen Nachteil des Bipolartransistors: er schaltet zwar schnell ein, aber nur recht langsam wieder aus (Stichwort: Abfließen der Minoritäts-Ladungsträger). Typische Schaltfrequenzen liegen zwischen 20 und 200 kHz. IGBTs werden vorzugsweise verwendet, wenn höhere Spannungen zu schalten sind (typischerweise 300...> 1000 V).

Hinweis:

Bei Spannungen über 1000 V bevorzugt man IGBTs, bei Spannungen unter 250 V MOSFETs. Dazwischen hat man die Wahl.

11.2.5 Thyristoren und Triacs

In Embedded Systems dienen diese Bauelemente vor allem zum Steuern von Lasten, die mit Netzwechselspannung gespeist werden (Glühlampen, Heizwendel, Elektromotore). Wir beschränken uns hier auf eine sehr knappe Einführung (es geht um Überblickskenntnisse, die beispielsweise dann benötigt werden, wenn derartige Bauelemente von Mikrocontrollern aus anzusteuern sind).

Thyristoren

Thyristoren sind grundsätzlich Schalter, können also nicht als „analoge“ Verstärker wirken. Man kann sie lediglich einschalten (= zünden). Ein gezündeter Thyristor schaltet nur dann wieder aus, wenn der durchfließende Strom geringer als der jeweilige Haltestrom ist.

Richtwerte (Kleinleistungstypen): Zündspannung 1,5...4 V, Zündstrom 30... > 200 mA, Haltestrom 1... > 300 mA.

Thyristoren sind als Wechselstromschalter einsetzbar (Löschung bei Nulldurchgang). Dabei ist aber für jede Halbwelle ein Thyristor erforderlich (Antiparallelschaltung). Bei Gleichstrombetrieb muß die Stromabsenkung zum Ausschalten künstlich herbeigeführt werden, z. B. durch kurzzeitiges Zuschalten eines Kondensators (mittels Schaltkontakt oder auch über einen kontaktlosen Schalter, beispielsweise einen weiteren Thyristor). Abbildung 11.2.43 zeigt typische Thyristor-Grundsaltungen.

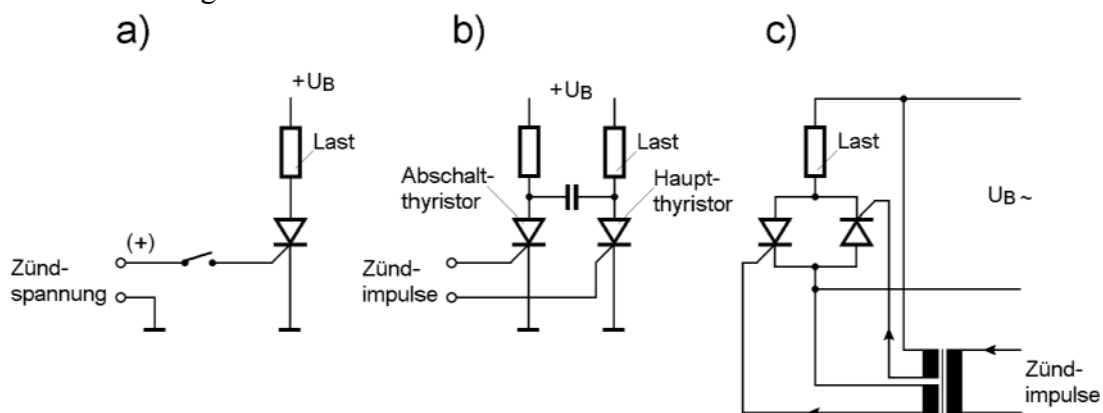


Abbildung 11.2.43 Thyristor-Grundsaltungen (Auswahl)

Erklärung:

a) - ein Thyristor im Gleichstromkreis; b) - Abschalten über zweiten Thyristor; c) - Antiparallelschaltung von zwei Thyristoren im Wechselstromkreis (mit transformatorischer Einkopplung der Zündimpulse).

Triacs

Triacs sind Wechselstromschalter. Ein Triac wird leitend, sobald Steuerstrom fließt - und zwar mit einer sehr geringen Verzögerungszeit (im Mikrosekundenbereich, elektromagnetische Relais hingegen aben mehrere Millisekunden). Ist der Steuerstrom abgeschaltet, so wird das Triac nichtleitend, sobald der durchfließende Strom einen bestimmten Mindestwert (den Haltestrom I_H) unterschreitet.

Nulldurchgangssteuerung

Ein Triac schaltet automatisch aus, wenn der Wechselstrom durch Null geht. Das Ausschalten beeinflusst deshalb die (Sinus-) Kurvenform kaum. Wenn man die Steuerimpulse jeweils während der Nulldurchgänge abgibt, kann man Wellenpakete oder einzelne Halbwellen regelrecht herauschneiden (Abbildung 11.2.44).

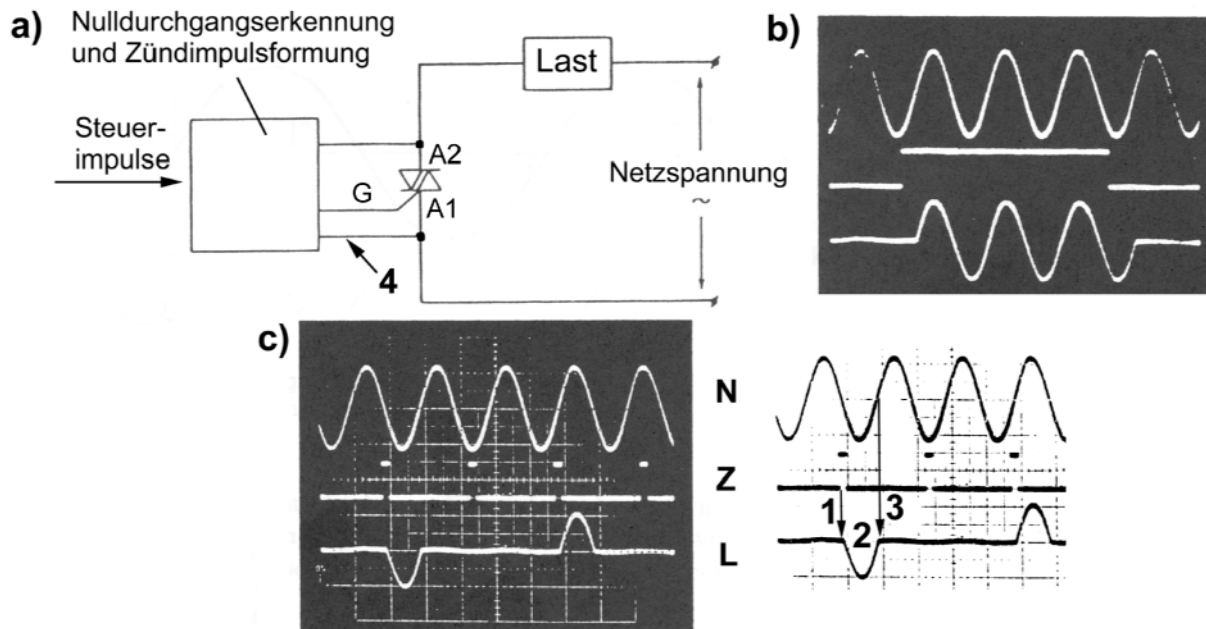


Abbildung 11.2.44 Nulldurchgangssteuerung eines Triacs (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

a) - Blockschaltbild; b) - Herausschneiden eines Wellenpakets durch Ansteuerung mit langem Impuls (Impulsdauer = mehrere Halbwellen); c) - Herausschneiden einer Halbwelle durch Ansteuerung mit einem kurzen Impuls (Impulsdauer < 1 Halbwelle; im Beispiel ca. 4 ms). Impulsamplitude ca. 10 V. A1, A2 - Hauptanschlüsse; G - Steueranschluß (Gate). N - Netzspannung; Z - Zündimpulse; L - Lastspannung. 1 - Zündimpuls; 2 - Triac wird leitend; 3 - Triac sperrt beim nächsten Nulldurchgang. 4 - die Steuerspannung bezieht sich auf den Hauptanschluß A1. Dieser kann - am 230-V-Netz - ca. 320 V gegen Masse (= Erdpotential) führen (Spitzenwert).

Die Halbwelle als Grundlage des Zeitrasters

Sofern keine Zündspannung anliegt, sperrt das Triac mit jedem Nulldurchgang des Stroms. Die Steuerschaltung muß somit bei jedem Nulldurchgang (= in jeder Halbwelle) entscheiden, ob das Triac aktiviert werden soll oder nicht. Deshalb bildet die Dauer der Halbwelle (10 ms) eine Art magische Zahl beim Bewerten von Lösungsansätzen auf Grundlage von Mikrocontrollern (ist die betreffende Funktion in 10 ms zu schaffen oder nicht)? (Am 60-Hz-Netz sind es nur 8,3 ms...)

Typische Aufgaben beim Schaltungsentwurf:

- Erkennen des Nulldurchgangs (Synchronisation),
- Zuführung der Steuerimpulse mit Bezug auf die Netzspannung (bis zu 320 V über/unter Erdpotential). Grundsatzlösungen: (1) Hochhängen der Steuerschaltungen auf die Netzspannung, (2) Potentialtrennung (z. B. über Transformator oder Optokoppler).

Die Abbildungen 11.2.45 bis 11.2.50 veanschaulichen einige typische Einfachlösungen.

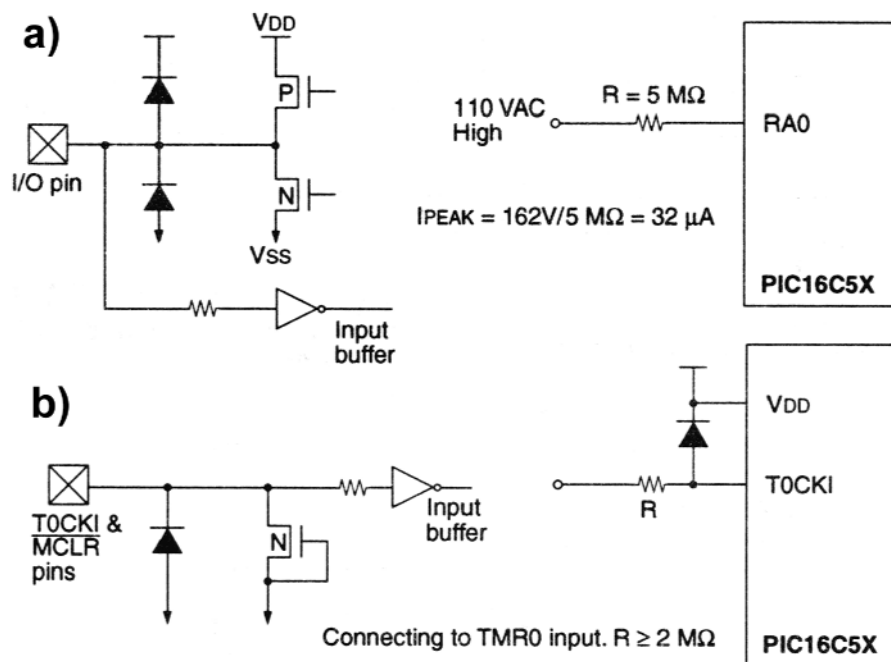


Abbildung 11.2.45 Nulldurchgangserkennung (Synchronisation; nach: Microchip)

Erklärung:

Die Netzspannung wird dem Mikrocontroller direkt zugeführt.

- zur Gleichrichtung werden die eingebauten Schutzdioden ausgenutzt. Sie begrenzen jeden Spannungsverlauf auf den Bereich von 0 V bis Speisespannung (Klammerwirkung). Strombegrenzung (im Beispiel auf max. $32 \mu\text{A}$) über entsprechend hochohmigen Widerstand^{*)}. Die Signalformung (Impuls aus abgesägtem Sinus) erledigt der Eingangspuffer (Input Buffer).
- Achtung - es gibt Eingänge, an denen Schutzdioden fehlen. Dann sind externe Dioden nachzusetzen.

^{*)}: wer auf einen wirklich ausfallsicheren Entwurf Wert legt, sollte zwei Widerstände in Reihe schalten. (Denksportaufgabe: warum?)

Praxistips:

- Solche Applikationen erfordern ausgiebiges Handbuchstudium, einige Mikrocontroller als Verbrauchsmaterial und ggf. (Serie) Rückfrage beim Hersteller.
- Zur Vorerprobung eine entsprechende Plattform einrichten, die mit Niederspannung auskommt.
- Zur Erprobung die Anordnung so einrichten (Laboraufbau), daß Mikrocontroller-Masse und Triac-Anschluß A1 mit dem N-Leiter verbunden sind.

Das Nulldurchgangssignal (SYNC-Signal)^{*)} entspricht in Frequenz und Phase dem Netzsinus.

*) Vorsicht bei induktiver Last: der Mikrocontroller sieht den Nulldurchgang der Spannung. Der Nulldurchgang des Stroms ist aber dazu phasenverschoben (bis zu 90° (ideale Induktivität) nacheilend). Vgl. auch Abbildung 11.2.53 (S. 52). Der extreme (aber teure) Ausweg: denn Nulldurchgang des Stromes direkt (z. B. mittels Stromsensor) erkennen.

Auswertung des SYNC-Signals:

- durch Abfragen,
- durch Interruptauslösung. Um bei jedem Nulldurchgang einen Interrupt auszulösen, ist die Auslösung auf beide Flanken einzustellen bzw. die Auslösebedingung nach jedem Interrupt entsprechend zu ändern.

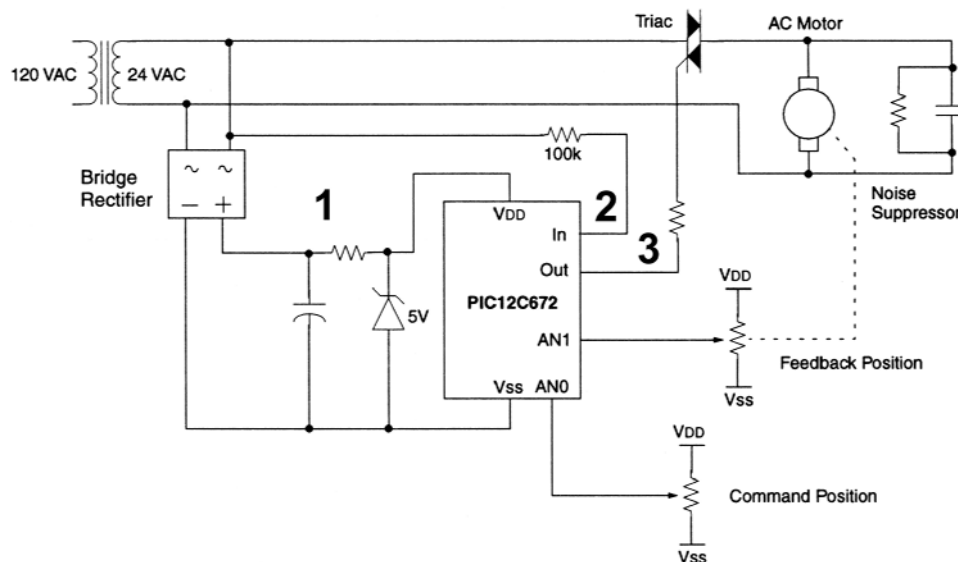


Abbildung 11.2.46 Steuerung eines 24-V-Wechselstrommotors (nach: Microchip)

Erklärung:

Da die Anordnung über einen Netztrafo gespeist wird, ist die Potentialtrennung von vornherein gewährleistet. 1 - Spannungsversorgung des Mikrocontrollers; 2 - Nulldurchgangssignal (wird auch hier direkt aus der Eingangswchselspannung abgeleitet); 3 - Ansteuerung des Triacs.

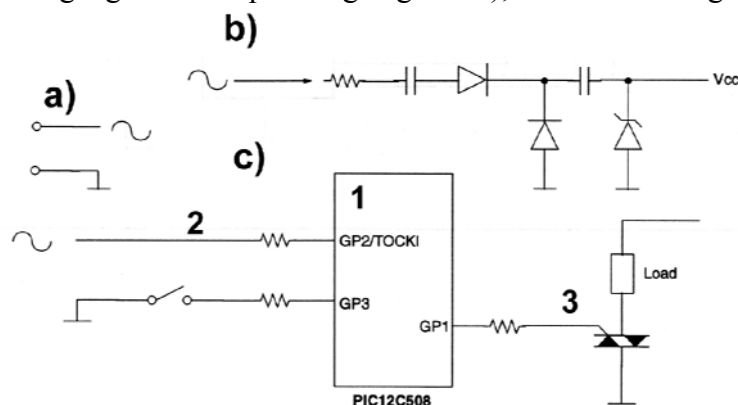


Abbildung 11.2.47 Einzelheiten der Triac-Ansteuerung am Netz (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 11.2.47:

Die Abbildung zeigt Elemente einer Billiglösung (kein Netztransformator; der Mikrocontroller wird am Netz auf das Potential des Triacs hochgehängt). Das Massesymbol steht hier für eine der Netzleitungen (und das kann ohne weiteres auch L1 sein...). a) - Netzanschluß; b) - Speisespannungserzeugung; c) - Mikrocontrolleranordnung. 1 - Mikrocontroller; 2 - Nulldurchgangssignal; 3 - Ansteuerung des Triacs.

Achtung: derartige Apparate sind gemäß Schutzklasse II auszulegen (Schutzisolation). Das betrifft vor allem auch die Auswahl der Bedienelemente (Tasten, Schalter usw.)!

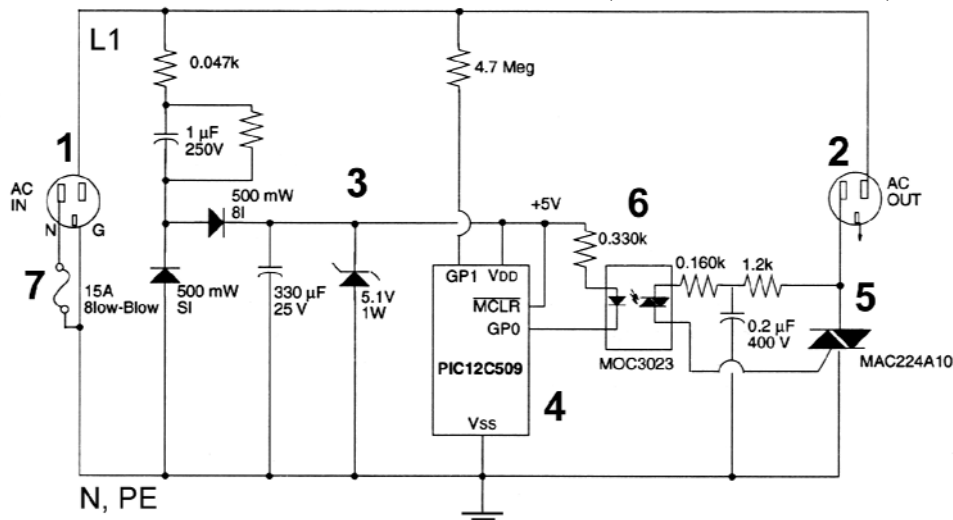


Abbildung 11.2.48 Steuergerät mit Triac-Ansteuerung über Optokoppler (nach: Microchip)

Erklärung:

1 - Dose oder Klemmen für Netzzuführung; 2 - Verbraucheranschluß; 3 - Speisespannungserzeugung; 4 - Mikrocontroller; 5 - Triac; 6 - Optokoppler; 7 - Sicherung gegen Anschlußfehler. Dieser Apparat wird beispielsweise ortsfest montiert (Schalttafelmontage). L1 und N müssen auf jeweils eine bestimmte Klemme geführt werden. Somit entspricht das Massepotential (über den Schutzleiter) dem Erdpotential. Schutzisolation ist nicht erforderlich. Werden N und L1 falschherum angeschlossen, spricht die Sicherung 7 an.

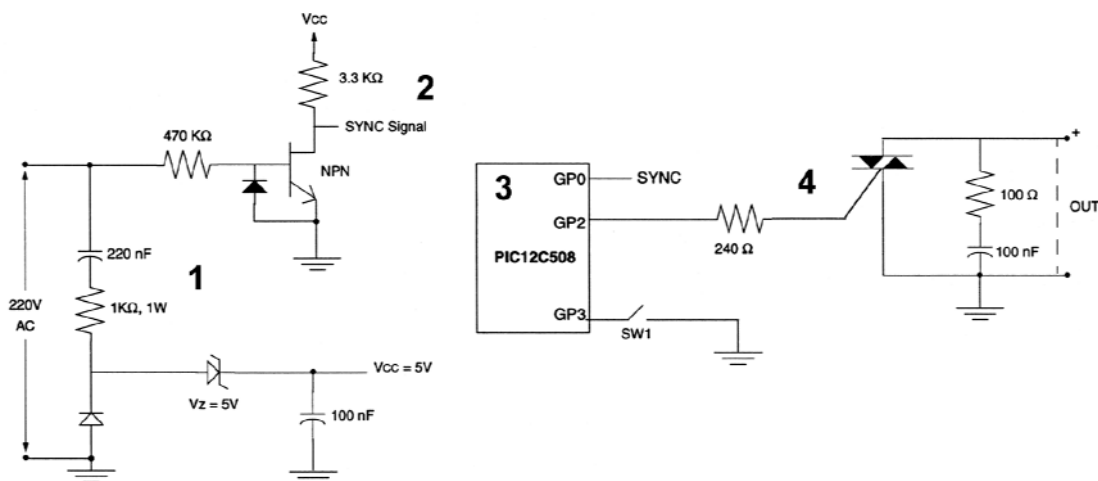


Abbildung 11.2.49 Eine weitere Einfachausführung (nach: Microchip)

Erklärung zu Abbildung 11.2.49:

Eine Lösung ähnlich Abbildung 11.2.47. Hier mit dimensionierten Bauelementen für den Anschluß an das 230-V-Netz. 1 - Speisespannungserzeugung; 2 - Bildung des Nulldurchgangssignals (hier mit einer Transistorstufe); 3 - Mikrocontroller; 4 - Triac.

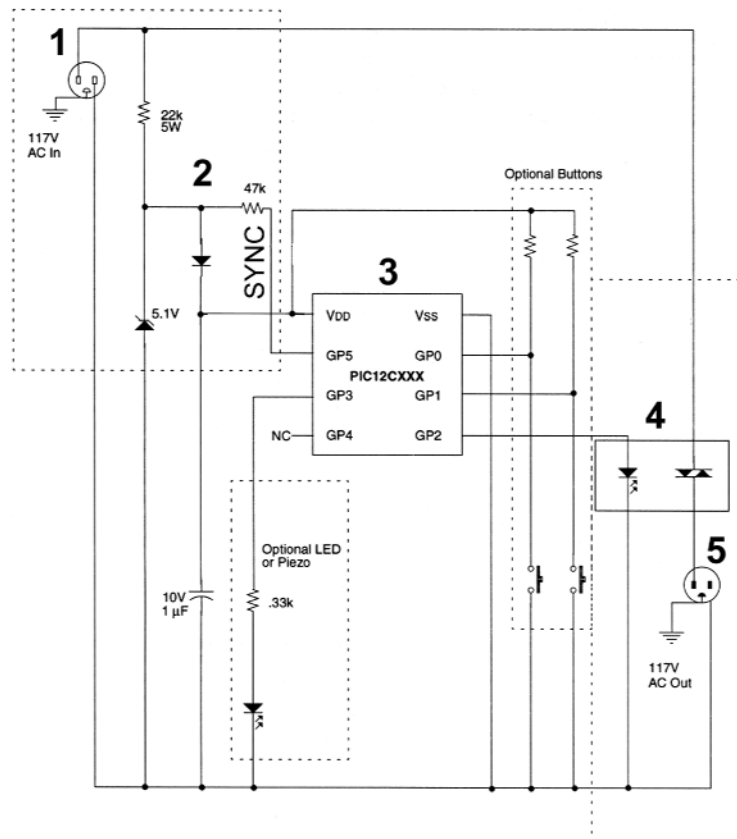


Abbildung 11.2.50 Einfachausführung mit optisch gezündetem Triac (nach: Microchip)

Erklärung:

Hier wird ein Triac eingesetzt, das durch Lichtimpulse gezündet wird; es handelt sich praktisch um ein Triac mit eingebautem Optokoppler. 1 - Netzanschluß; 2 - Speisepanungserzeugung; 3 - Mikrocontroller; 4 - Triac; 5- Lastanschluß. Trotz der Potentialtrennung über den Optokoppler ist Schutzisolation notwendig, da der Mikrocontroller nach wie vor direkt am Netz hängt.

Phasenanschnittsteuerung

Man muß nicht unbedingt zum Nulldurchgang einschalten. Manchmal ist es erwünscht, der Last einen betragsmäßig (als Mittelwert) geringeren Strom zuzuführen, beispielsweise um einen Motor langsamer laufen zu lassen. Hierzu kann man das Triac gegenüber dem Nulldurchgang verzögert einschalten. Dann wird auch nur ein Stück der Sinuswelle durchgereicht werden: Phasenanschnittsteuerung (Abbildung 11.2.51). Die Schalt- und Durchlaßzeiten gibt man nicht absolut an (z. B. in ms), sondern man bezieht sie auf die Periode der Sinusschwingung, die 360° entspricht (Phasenwinkel). Typische Angaben:

- Zündwinkel (Triggering Delay Angle): der Phasenwinkel, bei dem das Triac gezündet wird.

- Stromflußwinkel (Conductive Angle): der Phasenwinkel, bei dem das Triac beginnt, Laststrom durchzuleiten.

In jeder Halbwelle gilt: Zündwinkel + Stromflußwinkel = 180° .

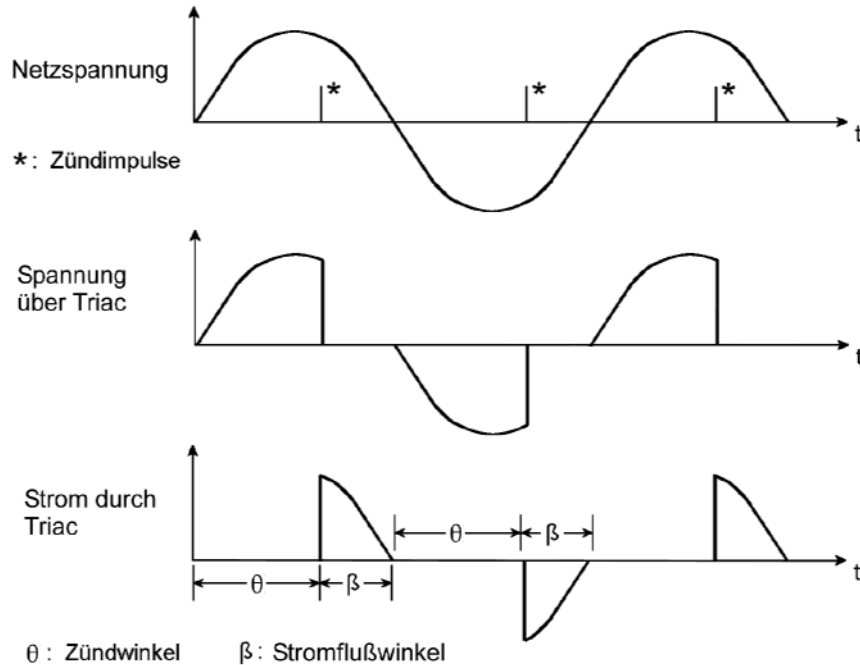


Abbildung 11.2.51 Phasenanschnittsteuerung (bei ohmscher Last)

Netzbeeinflussung

Die Phasenanschnittsteuerung ist vergleichsweise kostengünstig. Sie ist deshalb in vielen Küchengeräten, Heimwerker-Maschinen usw. zu finden. Sie hat aber einen Nachteil. Wenn wir "ein Stück Sinus" abrupt abschneiden, ergeben sich Oberwellen - und die wirken auf das Netz zurück... Abhilfe: durch Filterschaltungen. Abbildung 11.2.52 zeigt zwei Beispiele.

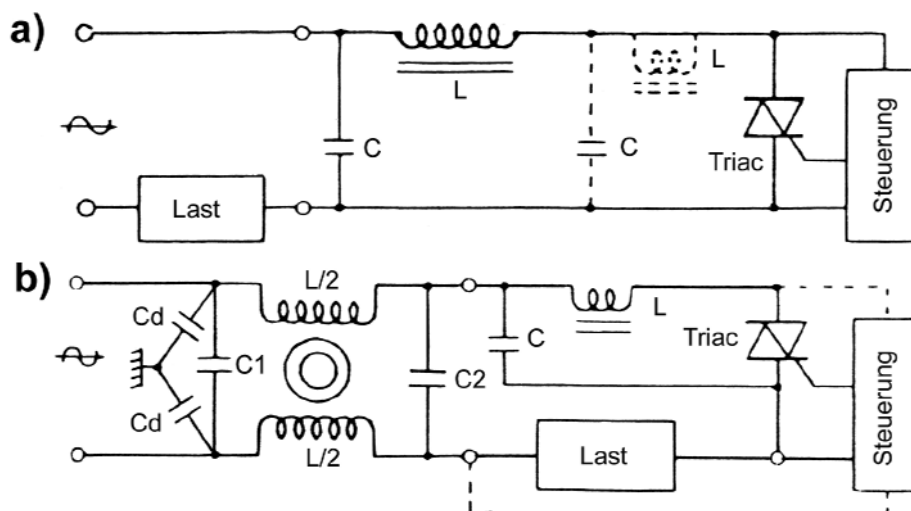


Abbildung 11.2.52 Netzseitige Filterschaltungen bei Phasenanschnittsteuerung. a) einfach; b) mit verbesserter Filterwirkung (nach: SGS-Thomson)

Triac und induktive Last

Beim Ansteuern induktiver Lasten über Triacs ist mit zwei Gefahren zu rechnen, denen durch Schaltungsmaßnahmen zu begegnen ist:

1. Pulsierender Gleichstrom

Eine Induktivität bewirkt eine Phasenverschiebung des Stroms. Das heißt: wenn wir eine induktive Last über ein Triac ansteuern, wird der Haltestrom zeitverzögert (mit Bezug auf den Nulldurchgang der Spannung) unterschritten. Kann dadurch Schaden entstehen? - Das hängt davon ab, wie man das Triac ansteuert. Wenn man den Steuerstrom solange fließen läßt, wie das Triac leitend sein soll, wird alles funktionieren. Nun ist man bestrebt, Strom zu sparen und das Triac nur durch kurze Zündimpulse anzuregen. Ist der (auf den Nulldurchgang der Spannung) bezogene Zündwinkel hinreichend klein, so wird, wenn in der jeweils zweiten Halbwelle der Zündimpuls auftritt, infolge der Phasenverschiebung noch Strom fließen und das Triac ohnehin noch leitend sein. Aber dann, wenn der Haltestrom unterschritten, also ein neuer Zündimpuls gebraucht wird, ist keiner mehr da. Die Folge: An der Last wird nur jeweils eine Halbwelle wirksam; der Laststrom ist kein Wechselstrom, sondern ein pulsierender Gleichstrom. Und das kann für Transformatoren, Elektromotoren usw. gefährlich werden.

Ein Ausweg: *Impulspaketansteuerung*. Das Gate des Triac erhält nicht nur einen Impuls, sondern eine Impulsfolge zugeführt, so daß irgendeiner der Impulse das Triac garantiert erneut zünden wird. Man erhält zwar so auch keinen perfekt symmetrischen Wechselstrom durch die induktive Last, aber der Gleichstromanteil ist so gering, daß er praktisch keine Rolle spielt. Abbildung 11.2.53 veranschaulicht Problem und Lösung.

2. Spontane Selbstzündung durch eingekoppelte Störungen

Der Ausweg: eine Dämpfungsschaltung (Snubber Circuit) über den Last-Anschlüssen des Triac (Abbildung 11.2.54; vgl. auch die Abbildungen 11.2.46 und 11.2.49). Damit werden Überschwinger vermieden, die andernfalls die Ansteuerung des Triac beeinflussen könnten.

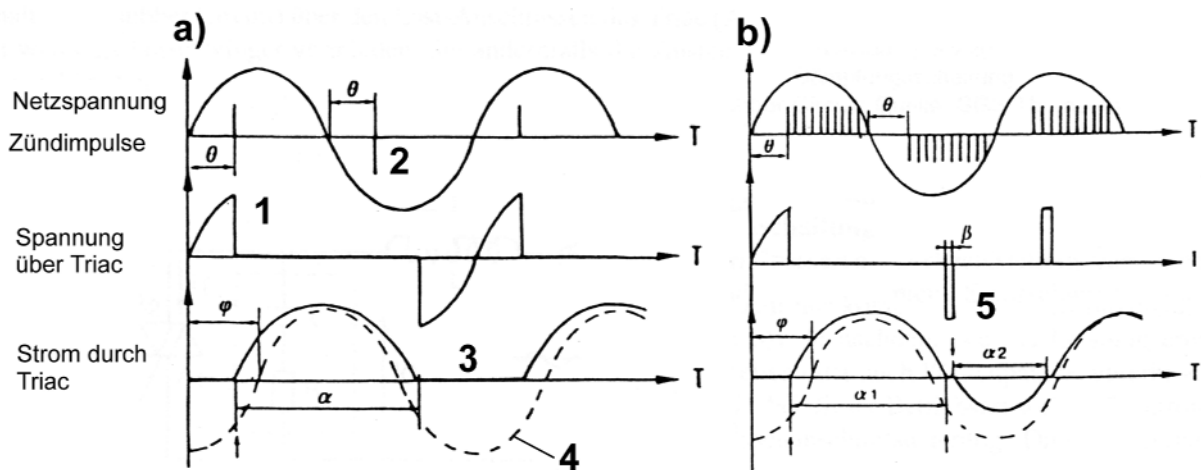


Abbildung 11.2.53 Triac und induktive Last. a) Triac zündet jeweils nur in einer Halbwelle; b) Abhilfe durch Impulspaketansteuerung (nach: SGS-Thomson)

Erklärung zu Abbildung 11.2.53:

α - erster Stromflußwinkel; α_2 - zweiter Stromflußwinkel; β - Triac blockiert (sperrt wegen Nulldurchgang des Stroms und wartet gleichsam auf neue Zündung); θ - Zündwinkel; φ - Phasenverschiebung der Vollwelle des Stroms (wenn Triac nicht unterbrechen würde). 1 - Triac wird gezündet. Spannung bricht zusammen, Strom beginnt allmählich zu fließen (Phasenverschiebung). 2 - in der folgenden Halbwelle kommt der nächste Zündimpuls. Infolge der Phasenverschiebung fließt aber noch Strom durchs Triac. Zündimpuls nützt somit nichts. 3 - Strom ist abgeklungen. Jetzt wäre ein Zündimpuls nötig, es ist aber keiner da. Also gibt es eine Lücke im Stromfluß. 4 - so würde der Strom in einem Stromkreis ohne Triac durch die Last fließen. 5 - Impulspaketansteuerung bewirkt, daß garantiert irgendeiner der Zündimpulse das inaktive Triac zünden wird. Trotzdem gibt es eine kleine Lücke (β), so daß der Laststrom eine gewissen Gleichstromanteil hat. Bleibt zu prüfen, ob die Last diese Betriebsweise verträgt.

Auswege:

- mit längeren Zündimpulsen ansteuern (also aufs Stromsparen im Zündkreis verzichten),
- wenn's drauf ankommt: den Nulldurchgang des Laststroms erkennen.

Hinweise:

1. Es gibt Fehlermechanismen, die bewirken, daß der Stromfluß durch ein gezündetes Triac zusammenbricht. Beispiel: Bürstenabheber in Kollektormotoren.
2. Induktive Lasten vertragen keinen Gleichstrom. Das Triac muß deshalb stets in beiden Halbwellen entweder zünden (Stromfluß) oder nicht zünden (kein Stromfluß). Ggf. ist der Stromfluß zu überwachen.
3. Abhilfe: Nachzündautomatik. Bei zu geringem Stromflußwinkel ist ggf. ein zusätzlicher Zündimpuls auszulösen, um während der betreffenden Halbwelle auf alle Fälle einen Strom durch die Last zu leiten.

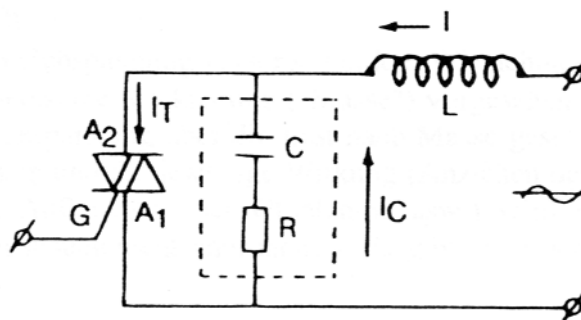


Abbildung 11.2.54 Dämpfungsschaltung (Snubber Circuit; nach: SGS-Thomson)