

11.3 Leistungsschaltungen

11.3.1 Grundlagen der Lastanschaltung

11.3.1.1 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 Leistungsbau­element anordnen? - Es gibt zwei Möglichkeiten (Abbildung 11.3.1):

1. Low Side Drive

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

2. High Side Drive

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

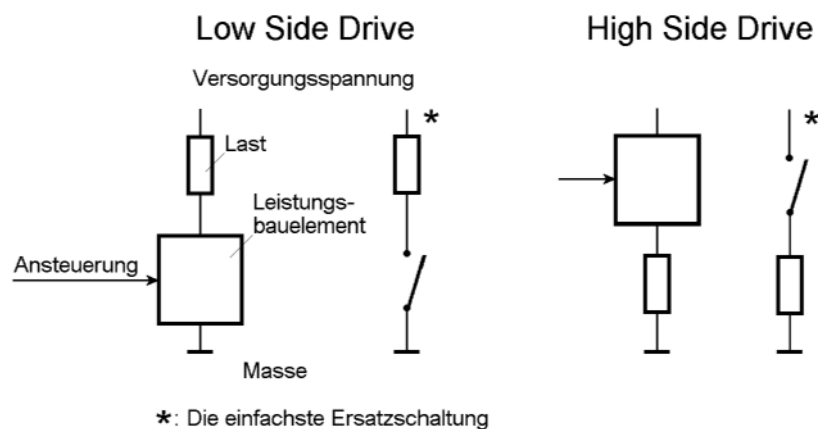


Abbildung 11.3.1 Die einfachsten Fälle der Lastanschaltung

11.3.1.2 Oben fest anschließen, nach unten schalten: Low Side Drive

Das ist die sozusagen klassische Form. Weshalb? - Weil übliche, preisgünstige Leistungsbau­elemente 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-MOS-Transistoren 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; MOS-Leistungstransistoren brauchen dazu Gatespannungen zwischen 4 und rund 10 V. Die Abbildungen 11.3.2 bis 11.3.4 zeigen typische Beispiele.

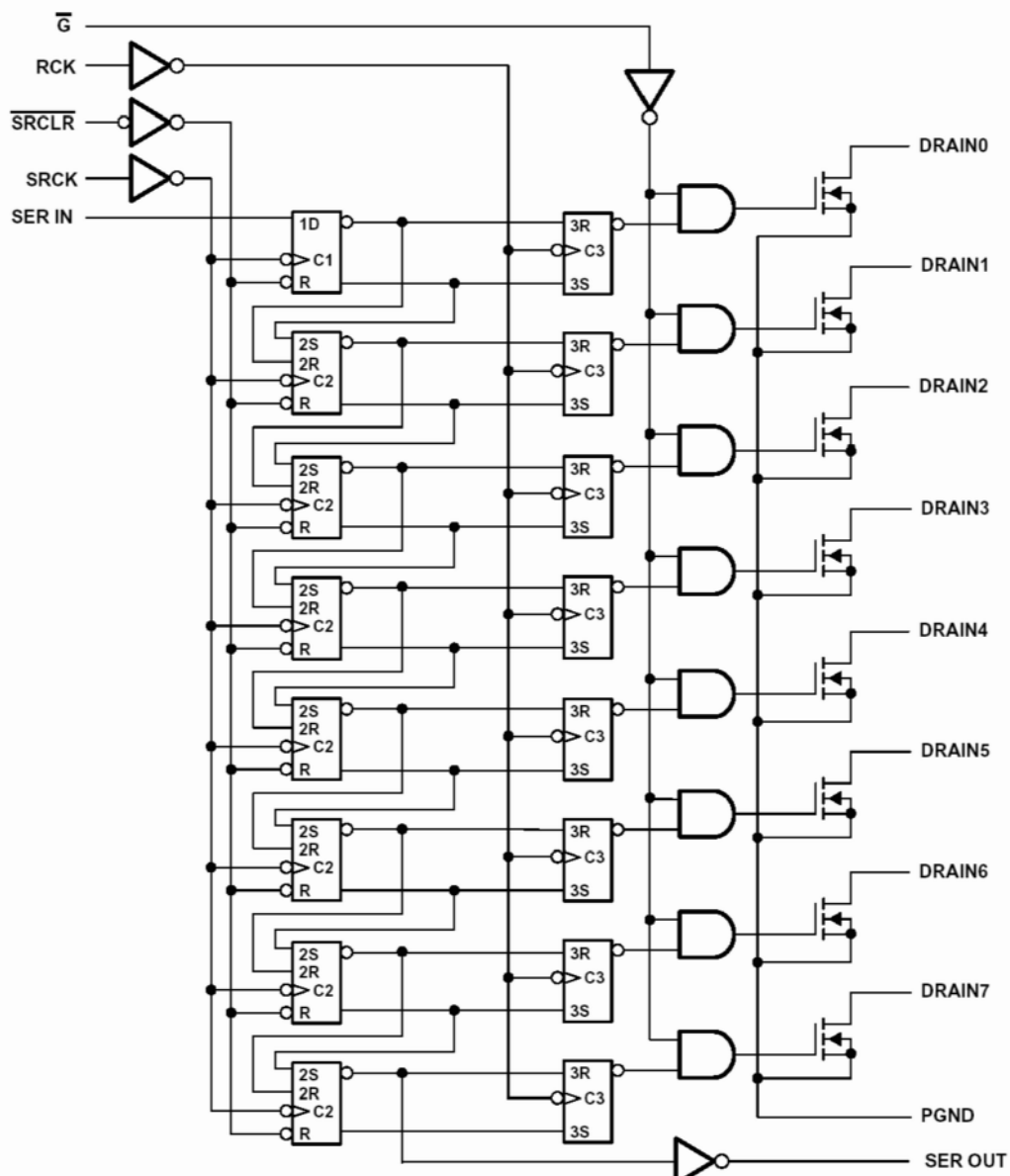


Abbildung 11.3.2 Low Side Drive (1). Achtfach-Treiber mit seriellem Zugangsweg (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

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 11.3.3).

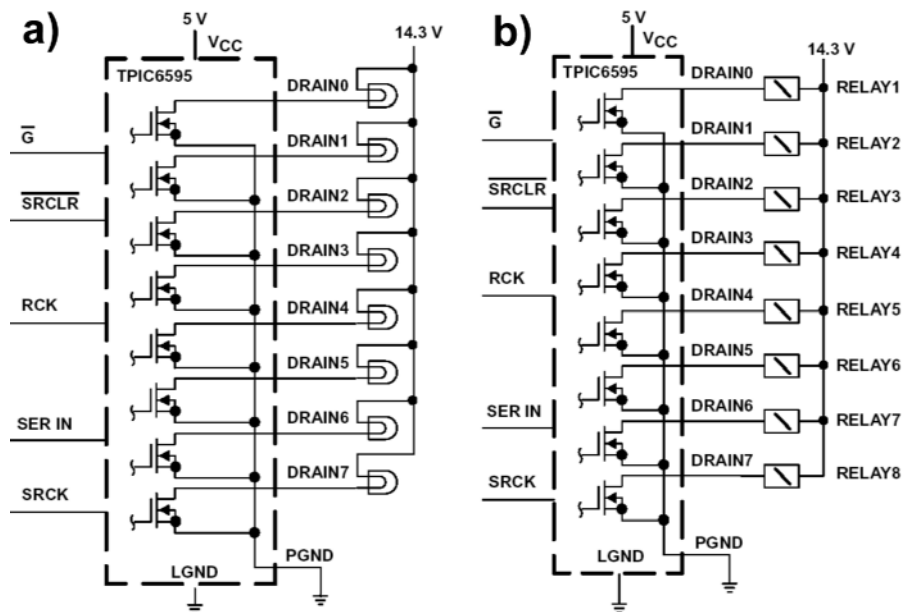


Abbildung 11.3.3 Low Side Drive (2). Achtfach-Treiber mit verschiedenen Lasten. a) Glühlampen; b) Relais (nach: Texas Instruments)

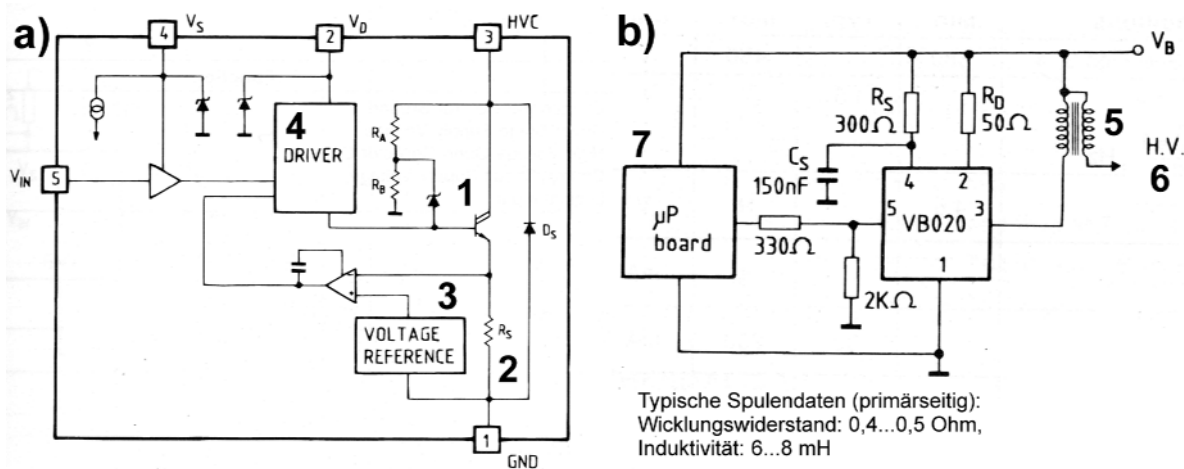


Abbildung 11.3.4 Low Side Drive (3). Hochspannungszündung für Ottomotoren (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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.

Wir merken uns:

- 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 Leistungsbauelements und insgesamt kostengünstigste Auslegung.

11.3.1.3 Unten fest anschließen, nach oben schalten: High Side Drive

Manchmal ist es ganz einfach notwendig, das Leistungsbauelement "oben" anzuordnen (Stichwort: Brückenschaltung, s. Abschnitt 11.3.1.4). 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 heißt das, die eigentlichen Lasten (Motore, Zugmagnete usw.) "hängen mit der Batteriespannung in der Luft", führen also - im PKW - 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 zwischenzeitlich 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 11.3.5).



Abbildung 11.3.5 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 11.3.6a)

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).

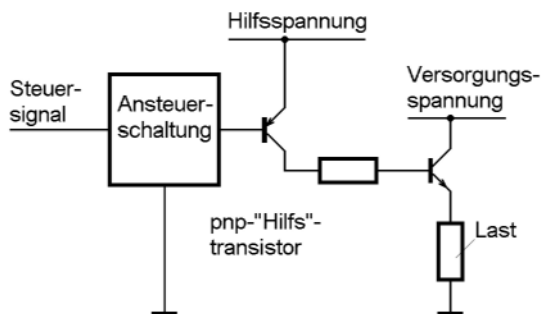
Interne Hilfsspannungserzeugung (Abbildung 11.3.6b)

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 Stromversorgungs-Verkabelung 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 11.3.7a). Das Prinzip (in der hier gebotenen Kürze): Das Leistungsbaulement 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 Baulement wird noch mehr leitend, wodurch der Speicherkondensator wiederum noch mehr aufgeladen wird usw. Die Schaltung schaukelt sich also regelrecht selbst hoch.

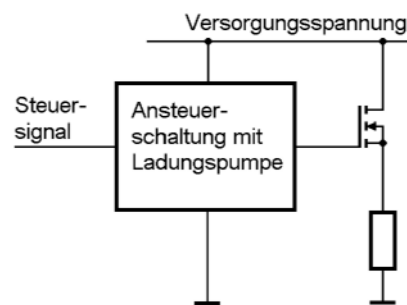
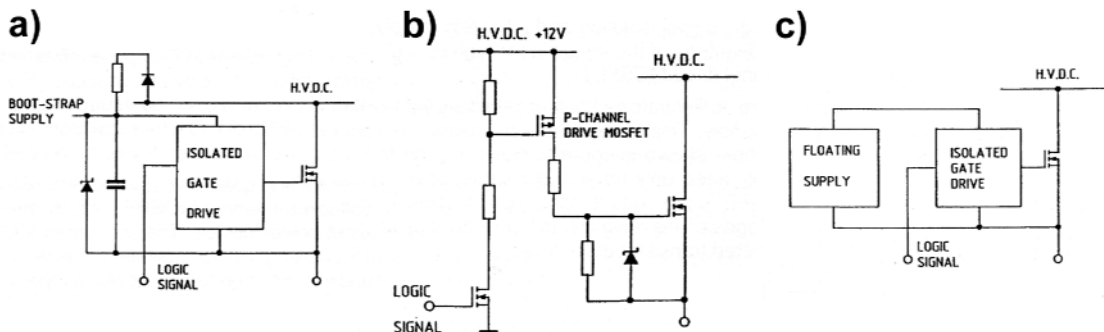
Varianten der Steuersignalführung:

- Steuersignalführung über isoliertes (floating) Gate,
- Pegelverschiebung über Hilfstransistor entgegengesetzten Leitfähigkeitstyps (Abbildung 11.3.7b),
- galvanische Trennung über Optokoppler oder Transformator.

a) externe Hilfsspannung



b) interne Hilfsspannung

**Abbildung 11.3.6** High Side Drive mit npn- und n-Kanal-Transistoren: Grundsaltungen (1)**Abbildung 11.3.7** 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)

Wir merken uns:

High Side Drive heißt Leistungsbauelement 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 Leistungsbauelement 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.

11.3.1.4 Brückenschaltungen

Brückenschaltungen aus mehreren Leistungsbauerelementen 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: Leistungsbauerelemente 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 11.3.8). Wegen des Aussehens im Schaltbild wird die Anordnung auch als H-Brücke bezeichnet.

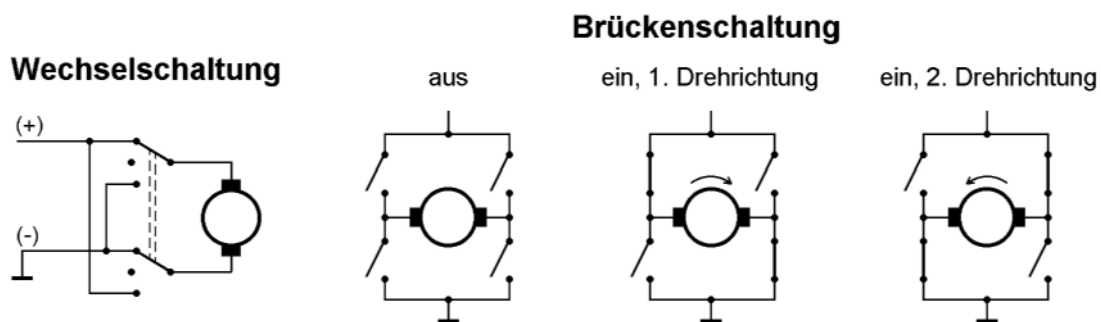


Abbildung 11.3.8 Brückenschaltungen: Grundlagen

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

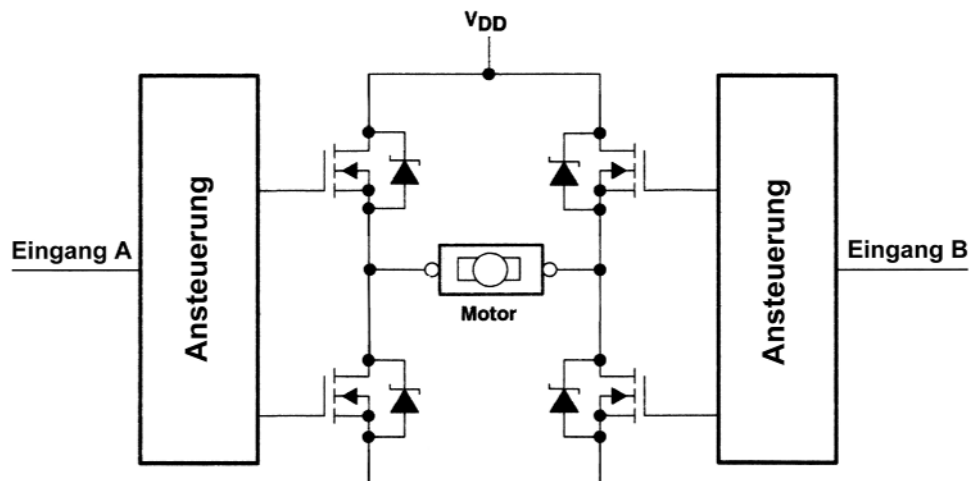


Abbildung 11.3.9 Brückenschaltung mit Leistungstransistoren (nach: Texas Instruments)

Eine Brückenschaltung hat vier sinnvolle Betriebszustände (Abbildung 11.3.10): (1) ausgeschaltet, (2) Diagonalzweig von links oben nach rechts unten durchgeschaltet, (3) Diagonalzweig von links unten nach rechts oben durchgeschaltet, (4) zwei gleichartige Brückenarme durchgeschaltet (Bremsfunktion).

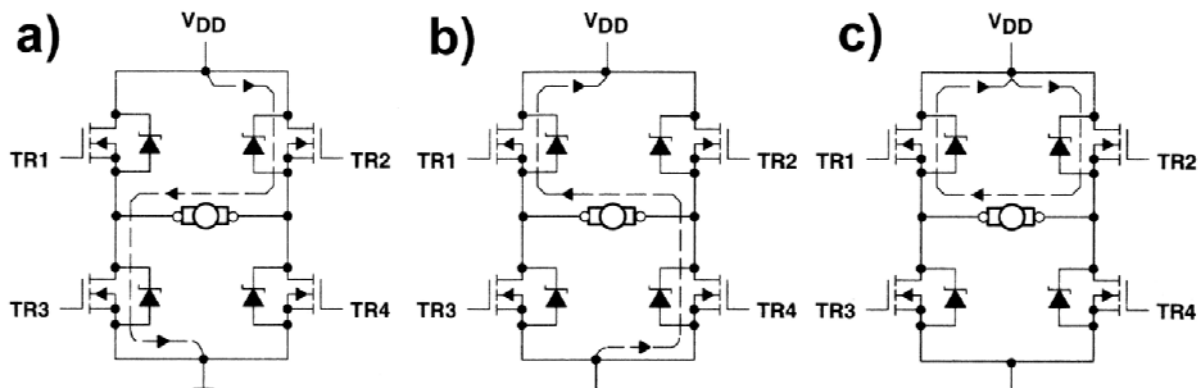


Abbildung 11.3.10 Betriebszustände einer Brückenschaltung (nach: Texas Instruments)

Erklärung:

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)

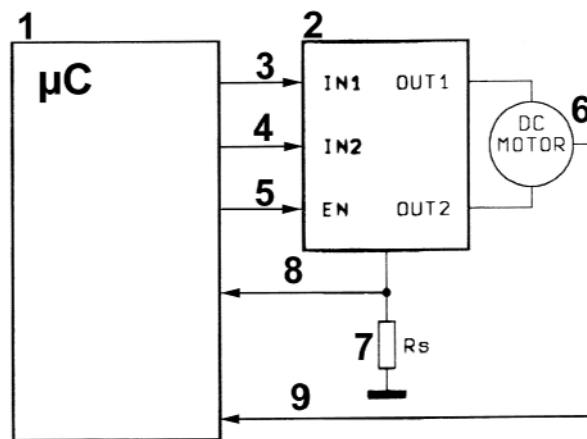


Abbildung 11.3.11 Blockschaltbild einer Motorsteuerung (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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 (Prinzip "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 DMOS-Transistoren typischerweise 40...1000 ns vollauf ausreichen.

Wir merken uns:

Eine Brückenschaltung hat vier Leistungsbaulemente, die sozusagen "über Eck" (diagonal) angesteuert werden. Damit kann man die Richtung des Laststroms ändern.

11.3.2 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 11.3.12 veranschaulicht typische Lösungen.

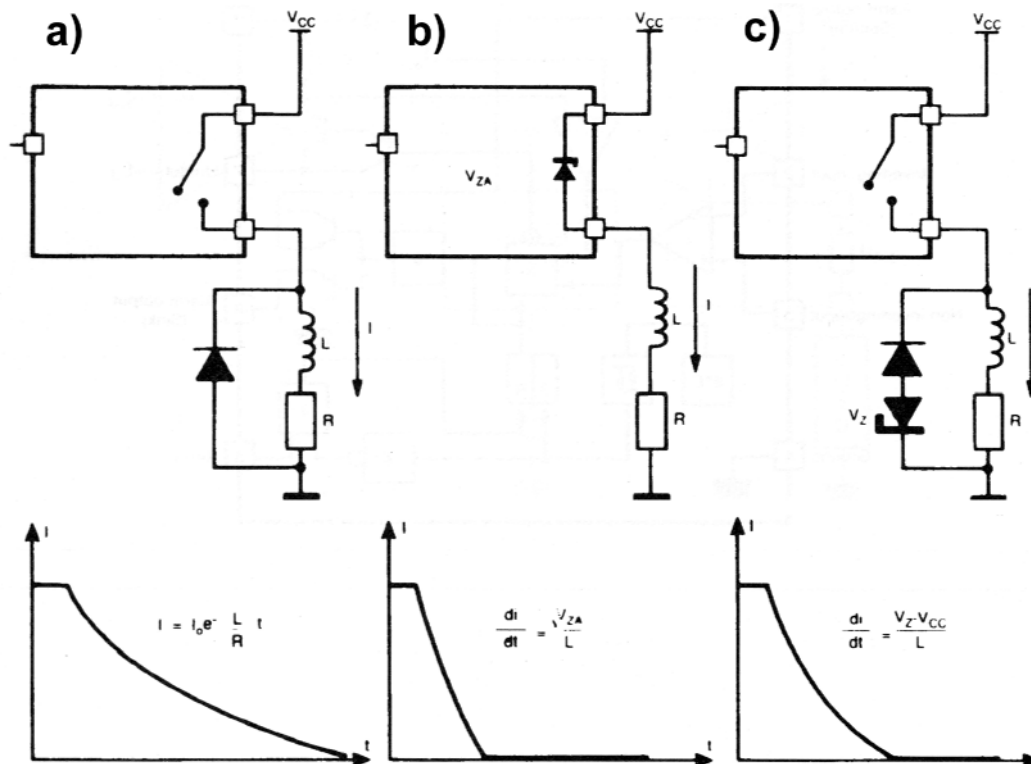


Abbildung 11.3.12 Wie man bei induktiver Last mit der Abschalt-Spannungsspitze fertig wird (nach: SGS-Thomson)

Freilaufdiode (Free Wheel Diode)

Eine parallel zur Last in Sperrichtung geschaltete Diode schließt die Gegeninduktionsspannung kurz (Abbildung 11.3.12a). 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 11.3.12b). Der Leistungs transistor 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 11.3.12c).

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 11.3.13 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).

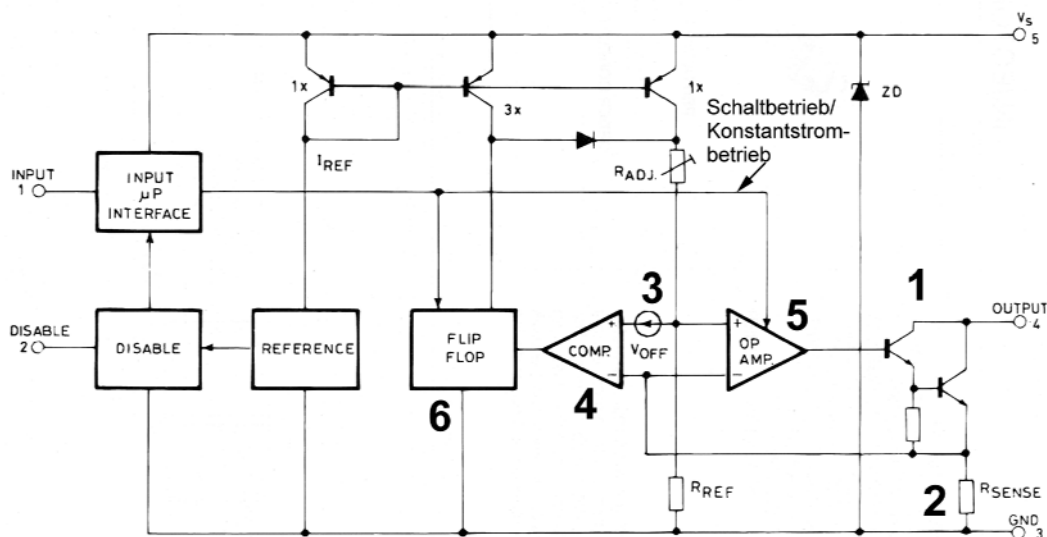


Abbildung 11.3.13 Leistungsschaltung mit interner Stromabsenkung (nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

Es handelt sich um eine Low-Side-Treiber für Relais und Betätigungsmagnete (das ursprüngliche Einsatzgebiet: die Benzineinspritzung). 1 - Leistungstransistor (Darlington); 2 - Strommeßwiderstand; 3 - Referenzspannung; 4 - Comparator (Referenzspannung gegen Meßspannung); 5 - Operationsverstärker (als Differenzverstärker wirkend); 6 - Umsteuerflipflop Maximalstrom/Haltestrom. 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 Operationsverstärker 5 konstant gehalten wird (Analogbetrieb des Leistungstransistors 1).

Die Freilaufdiode bei Ansteuerung mit Impulsfolgen

Wird eine induktive Last mit einer Impulsfolge angesteuert (Abbildungen 11.3.14, 11.3.15), 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 (Sperrträchtigkeit). Hierdurch wird der Drainstrom kurzzeitig erhöht.

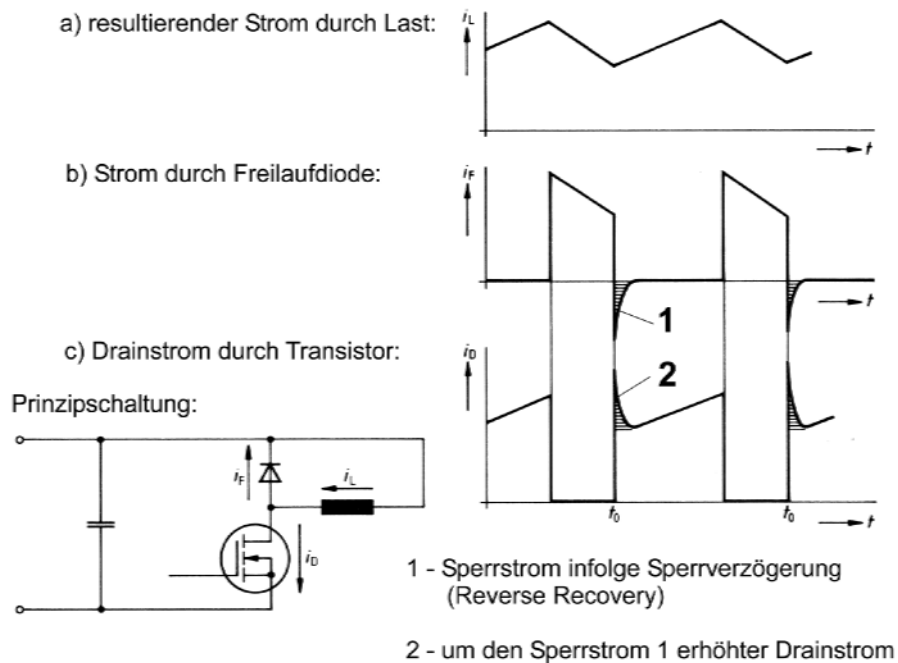


Abbildung 11.3.14 Stromflüsse bei der Ansteuerung einer induktiven Last mit einer Impulsfolge (nach: Siemens)

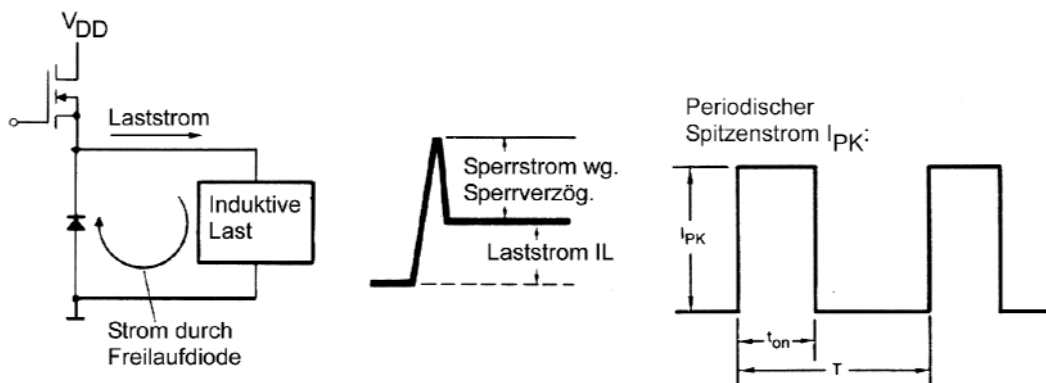


Abbildung 11.3.15 Zum Spitzenstrom beim Schaltbetrieb induktiver Lasten (nach: International Rectifier)

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

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

Wann ist so schnell umzuschalten, daß sich Stromflüsse ähnlich Abbildung 11.3.14 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 11.3.16). Anwendungsbeispiele: Motorsteuerung und unterbrechungsfreie Stromversorgung.

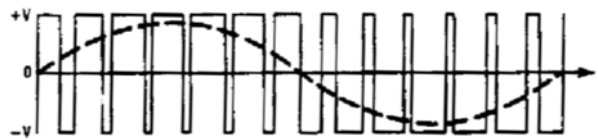


Abbildung 11.3.16 Bildung eines sinusförmigen Spannungverlaufs durch PWM-Ansteuerung (nach: International Rectifier)

Die Brückenschaltung mit induktiver Last

Es gibt 4 Leistungsbauelemente, die mit Freilaufdioden beschaltet werden müssen (Abbildung 11.3.17, 11.3.18). Problematisch ist das fortlaufende Ein- und Ausschalten bei gleicher Polung (vgl. die Bildung einer Sinushalbwellen in Abbildung 11.3.16), nicht das Umpolen der Stromflußrichtung.

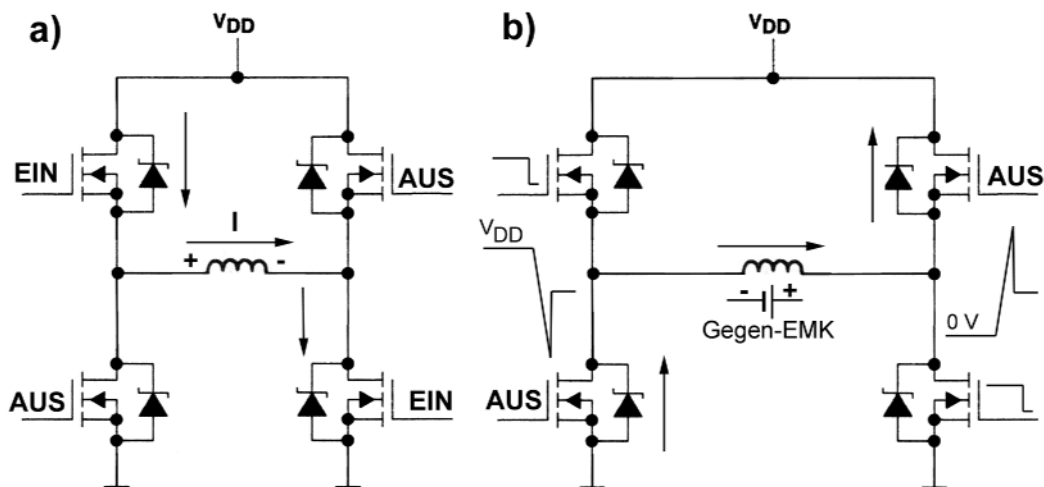


Abbildung 11.3.17 Brückenschaltung mit induktiver Last

Erklärung:

a) - einer der typischen Schaltzustände. Stromfluß von links oben nach rechts unten. b) - 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. Auf der rechten Brückenseite entsteht eine positive Spannungsspitze. Hierdurch wird die obere Freilaufdiode leitend.

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.

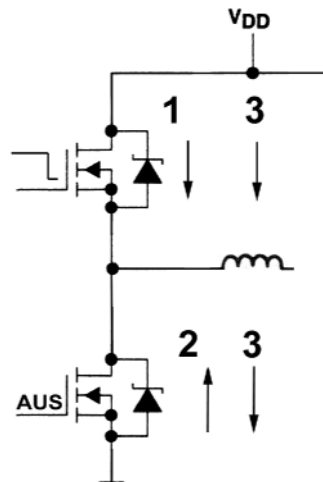


Abbildung 11.3.18 Vorsicht bei schnellen Umschalten...

Erklärung:

Wir beziehen uns auf den Betriebsfall von Abbildung 11.3.17b. 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 Brückenzeig langsamer einschalten (Einschaltzeit verlängern; Abbildung 11.3.19).

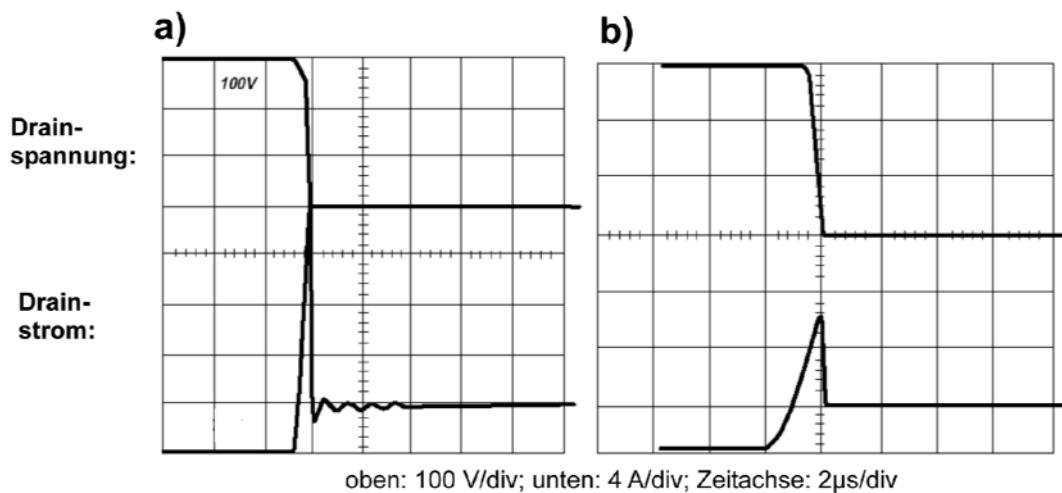


Abbildung 11.3.19 So wirkt sich die Verlängerung der Einschaltzeit aus (nach: International Rectifier)

Erklärung:

- a) schnelles Einschalten (300 ns Einschaltzeit). Infolge der Übernahme des Sperrstroms der Freilaufdiode ergibt sich eine Stromspitze von etwa 20 A.
- b) langsames Einschalten (1,8 µs Einschaltzeit). Die Stromspitze reduziert sich auf etwa 10 A.

11.3.3 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:

1. 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.
2. 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).

11.3.4 Schutz- und Überwachungsschaltungen

Fehler in Leistungselektronik-Hardware 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 11.3.20, 11.3.21). Gelegentlich sind sie durch Zusatzbeschaltung zu realisieren.

Kurzschlußsicherung

Der Kurzschluß eines Leistungsbaulements nach Masse ist eine sehr häufige Fehlerursache. Low-Side-Treiber 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.

Hinweis: Bei MOS-Leistungstransistoren 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.

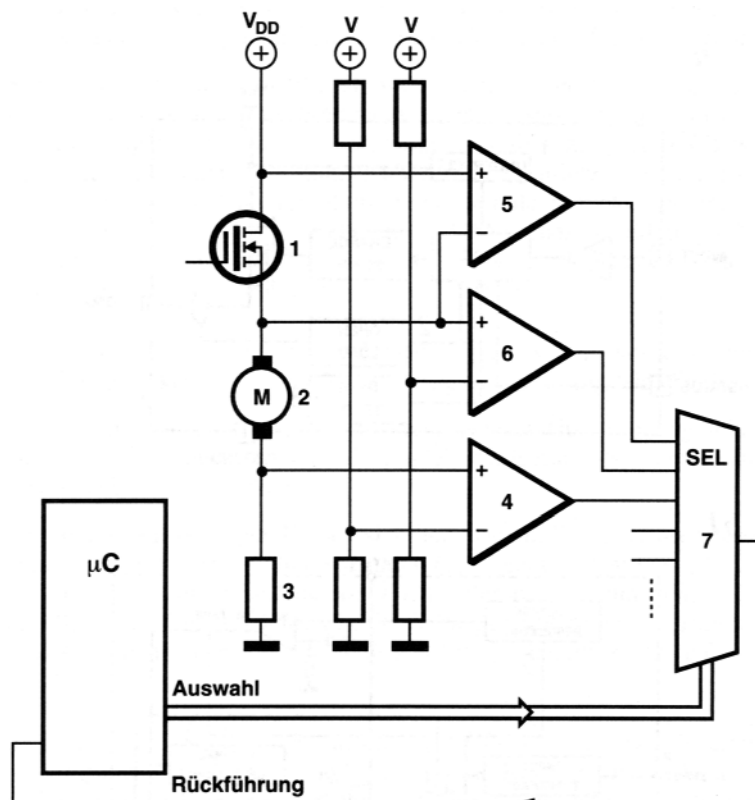


Abbildung 11.3.20 Leistungsschaltung mit Comparatoren für Fehlerkontrolle und funktionelle Diagnose (Prinzipdarstellung)

Erklärung:

1 - Leistungsbauelement (FET); 2 - Last; 3 - Strommeßwiderstand (Shunt); 4 - Comparator für Überstromerkennung; 5- Comparator für Spannung über FET (erkennt u. a. Trennung von Last); 6 - Comparator für Spannung an Last; 7 - digitaler Multiplexer zur Abfrage der Comparator-Ausgänge. 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.

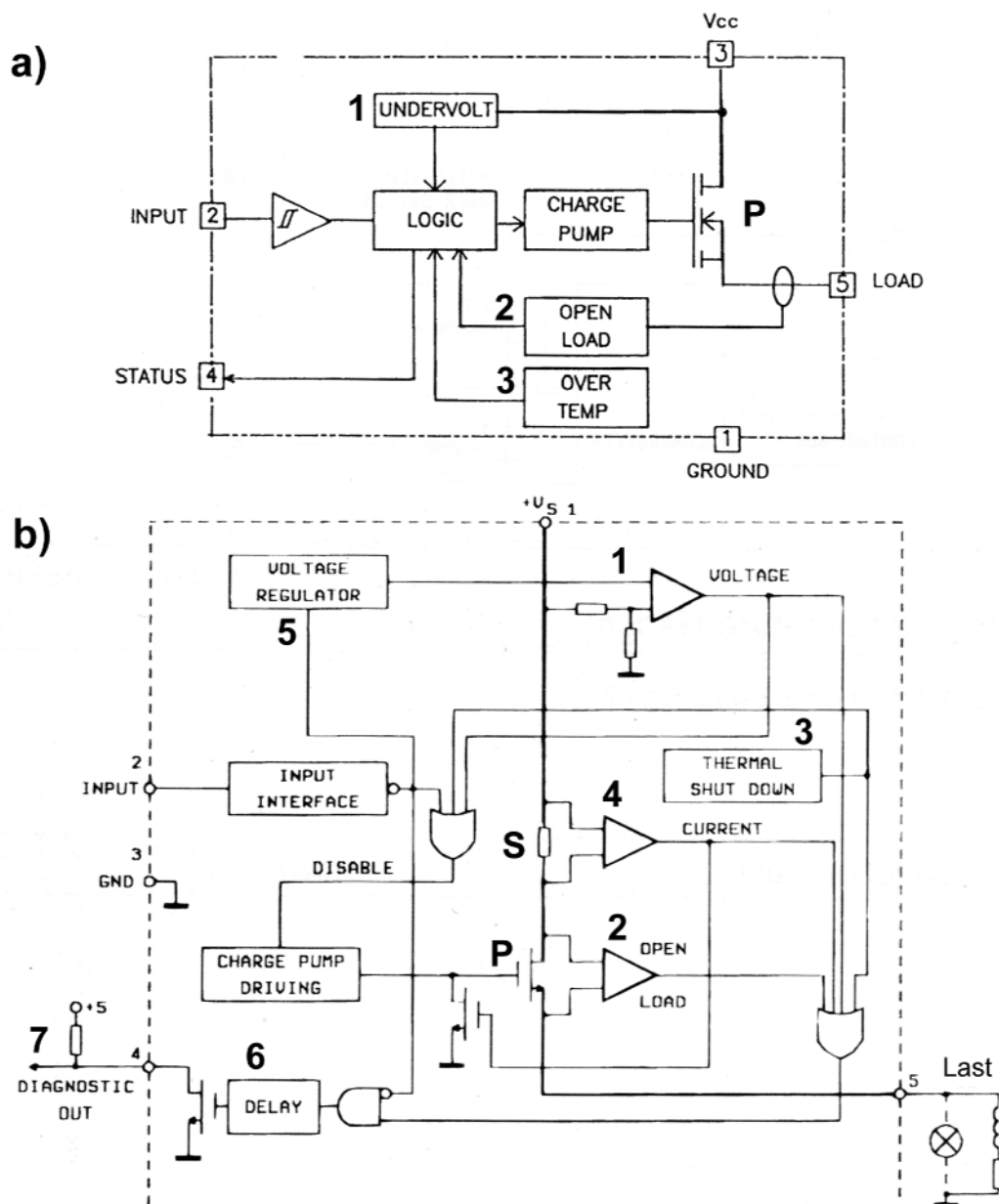


Abbildung 11.3.21 Leistungsschaltung mit eingebauten Fehlerkontroll- und Diagnosevorkehrungen (Ausführungsbeispiel: High Side Driver L9801; nach: SGS-Thomson)

Erklärung:

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.

MOS-Leistungstransistoren mit eingebauten Strommeßvorkehrungen

MOS-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 11.3.22).

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:

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

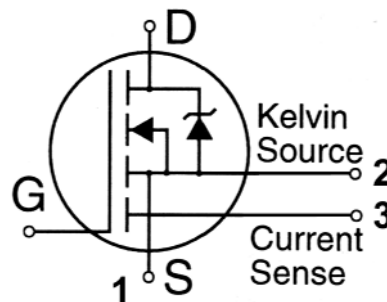


Abbildung 11.3.22 MOS-Leistungstransistor mit Strommeßvorkehrungen (nach: International Rectifier)

Erklärung:

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 11.3.23 und 11.3.24 veranschaulichen typische Strommeßschaltungen.

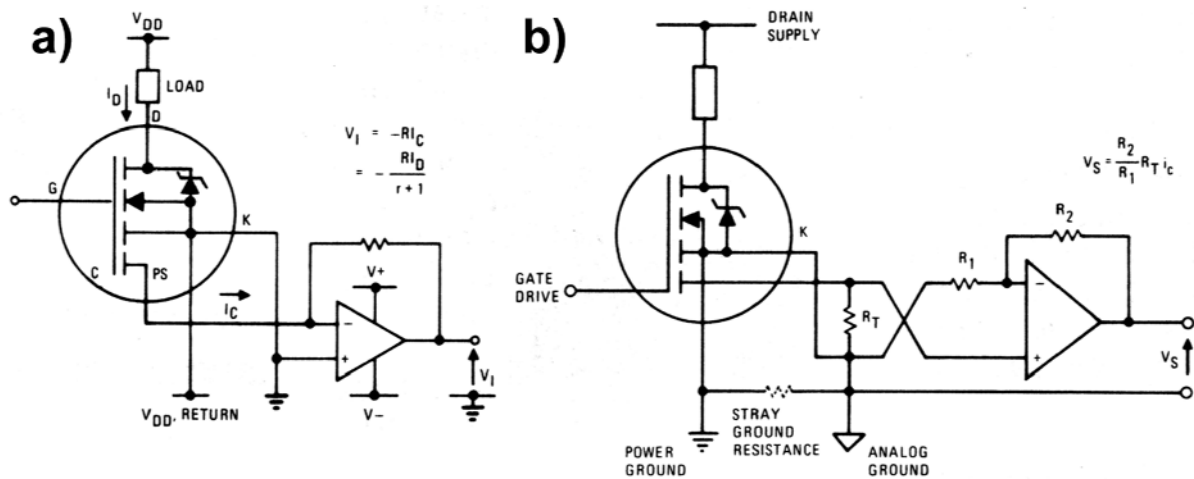


Abbildung 11.3.23 Prinzipschaltungen der Strommessung (nach: International Rectifier)

Erklärung:

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 (vgl. Abbildungen 11.3.20 und 11.3.21). Der Meßwiderstand kann hier aber - entsprechend dem um $1 : r$ geringeren Meßstrom - wesentlich kostengünstiger ausgelegt werden (hochohmiger, geringere Verlustleistung).

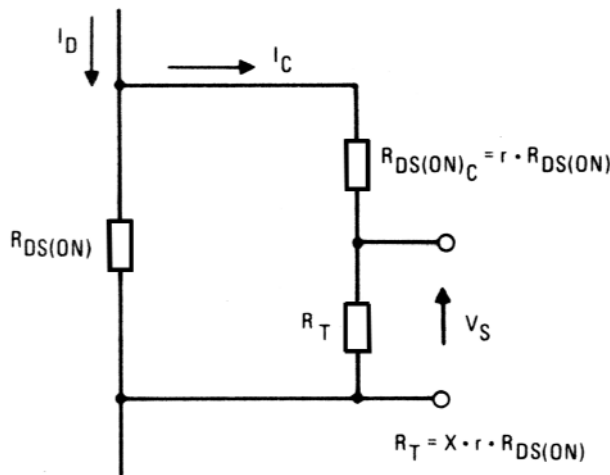


Abbildung 11.3.24 Strommessung als Spannungsmessung über Meßwiderstand (nach: International Rectifier)

Erklärung:

1 - 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 $20^\circ C$ und $I_D = 10\% I_{Dmax}$.