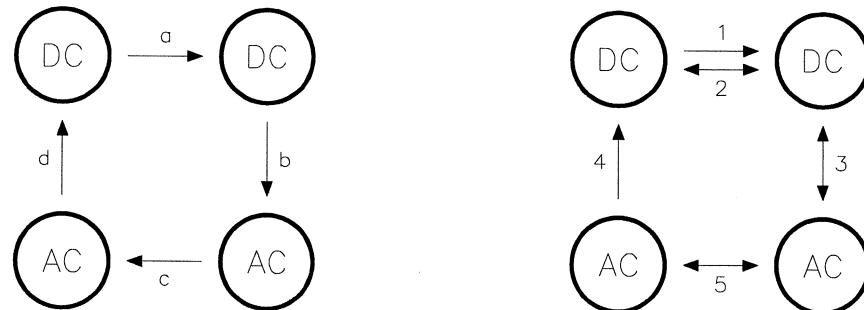


1 Schaltungstopologien leistungselektronischer Konverter

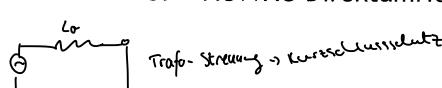
1.1 Grundfunktionen der elektronischen Energieumformung

Leistungselektronische Energiekonverter ermöglichen eine Beeinflussung des Energieaustausches zwischen elektrischen Systemen. Dabei sind folgende Betriebsarten zu unterscheiden: a) Gleichstromumformen, b) Wechselrichten, c) Direktumrichten (AC/AC) sowie d) Gleichrichten.



Da in leistungselektronischen Konvertern oft auch mehrere der genannten Betriebsarten auftreten können, ist auch eine Klassifizierung der Systeme welche die jeweils möglichen Energieflußrichtungen berücksichtigt zweckmäßig:

1. DC→DC-Wandler (unidirektional)
z.B. Schaltnetzteile (Ausgangsteil) zur Elektronikversorgung, Batterieladegeräte, 1Q-Gleichstromantriebe, Schweißstromquellen, Galvanikversorgungen, Solaranlagen etc.
2. DC↔DC-Wandler (bidirektional)
z.B. 2Q- bzw. 4Q-Gleichstromantriebe, in USV-Anlagen etc.
3. Wechselrichter (bidirektional)
z.B. Wechselstromantriebe, USV-Anlagen, Solarenergie-Netzeinspeisung, Windkraftwerke, Rückspeiseeinrichtungen etc.
4. Gleichrichter (aktiv)
z.B. Eingangsteil von größeren Schaltnetzteilen (Speiseeinrichtung von DC-Zwischenkreisen) - sinusförmige Netzströme
5. AC↔AC-Direktumrichter ("Matrix"-Konverter)



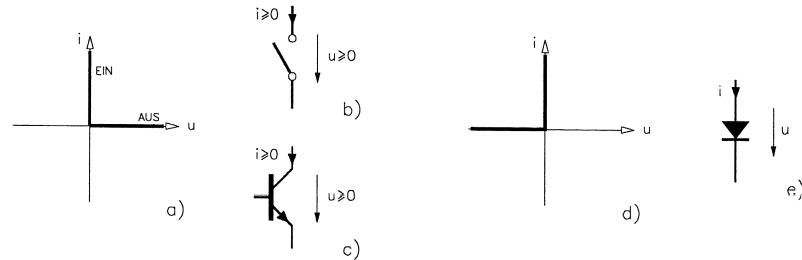
1.2 Klassifizierung der Halbleiterventile

Idealisierter elektronischer Schalter:

- Bidirektionale Stromführung im Durchlaßzustand
- Bipolare Spannungsaufnahmekapazität im Sperrzustand
- Steuerbar in jeder Stromrichtung

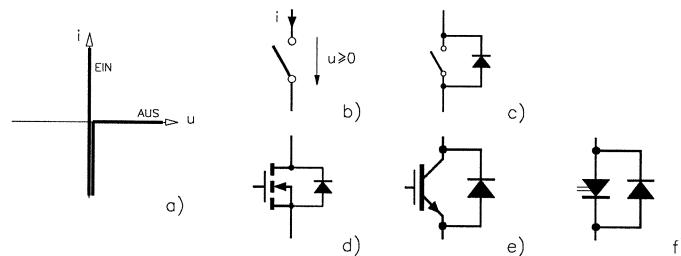
Kann nur im Bereich der signalverarbeitenden Elektronik erreicht werden (z.B. lateraler MOSFET als elektronischer Umschalter). In der Leistungselektronik kein Bauteil das obige Forderungen unmittelbar erfüllt (→ Bauteilkombinationen).

a) Unipolares-Unidirektionales Ventil



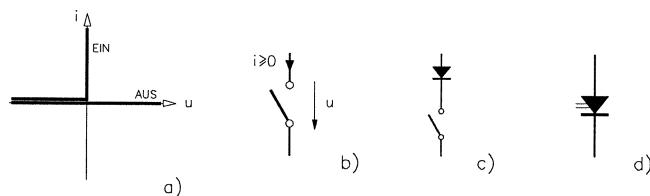
a: Kennlinie (KL) des idealen Schalters (steuerbar, Schaltzeichen b); c: Bipolartransistor als reales steuerbares Element; d: KL der idealen Diode (selbststeuernd, Schaltzeichen e).

b) Unipolares-Bidirektionales Ventil



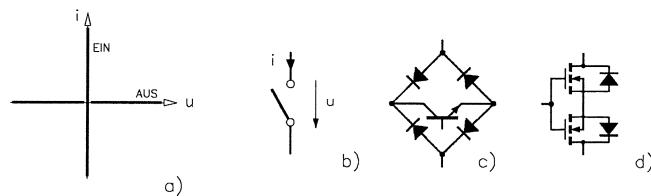
a: Kennlinie; b: Schaltbild; c: Ersatzschaltbild mit idealem Schalter und idealer Diode; d-f: Reale Schalter mit MOSFET, IGBT und GTO.

c) Bipolares-Unidirektionales Ventil



a: Kennlinie; b: Schaltbild; c: Ersatzschaltbild mit idealem Schalter und idealer Diode; d: Symmetrischer GTO als reales Element.

d) Bipolares-Bidirektionales Ventil

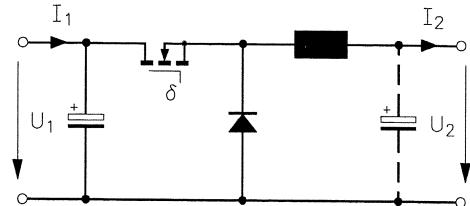
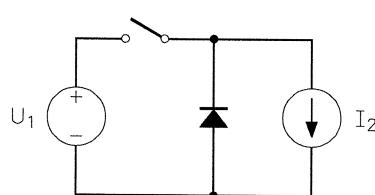


a: Kennlinie; b: Schaltbild; c: Realisierung mittels Bipolartransistor und Brückengleichrichter; d: Realisierung durch Gegenserienschaltung zweier MOSFETs.

Die Bewertung von Konvertertopologien hat auch unter dem Gesichtspunkt der Verfügbarkeit entsprechender Halbleiterventile zu erfolgen (= Einschränkung der Anwendbarkeit von Dualitätsrelationen in der Praxis!).

1.3 Die 6 Grundtopologien der DC→DC-Wandler (1Q, nicht potentialgetrennt)

a) BUCK-Konverter (Tiefsetzsteller, Abwärtswandler)

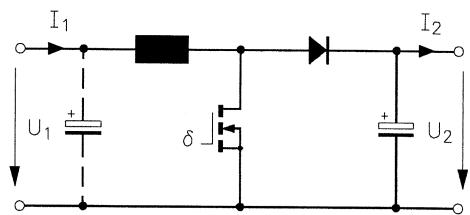
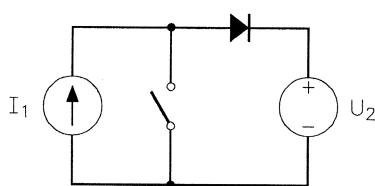


Spannungseingang → Stromausgang

$$\text{Steuergesetz: } U_2 = \delta \cdot U_1$$

$$I_1 = \delta \cdot I_2 \quad (\delta \dots \text{Tastverhältnis, rel. On-Time})$$

b) BOOST-Konverter (Hochsetzsteller)

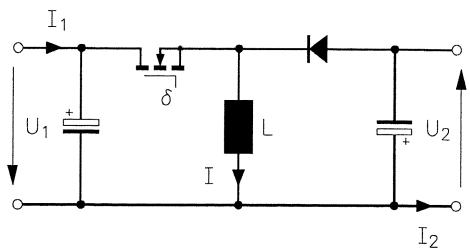
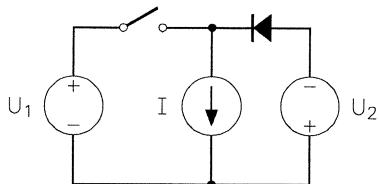


Stromeingang → Spannungsausgang

$$\text{Steuergesetz: } U_2 = \frac{1}{1-\delta} \cdot U_1$$

$$I_1 = \frac{1}{1-\delta} \cdot I_2$$

c) BUCK-BOOST-Konverter (Spannungsinverter)



Spannungseingang → Spannungsausgang

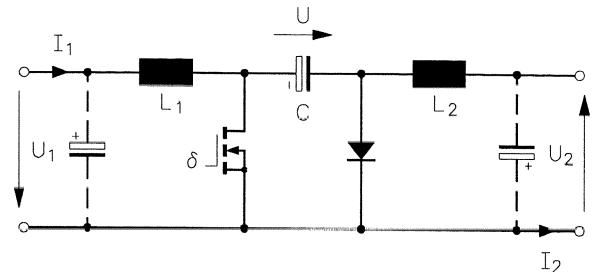
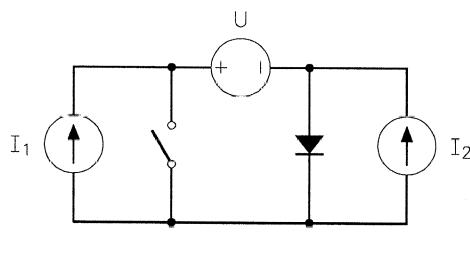
$$\text{Steuergesetz: } U_2 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1$$

$$I_1 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot I_2$$

Strom durch Hilfselement L:

$$I = \frac{1}{\delta} \cdot I_1 = \frac{1}{1-\delta} \cdot I_2$$

d) CUK-Konverter



Stromeingang → Stromausgang

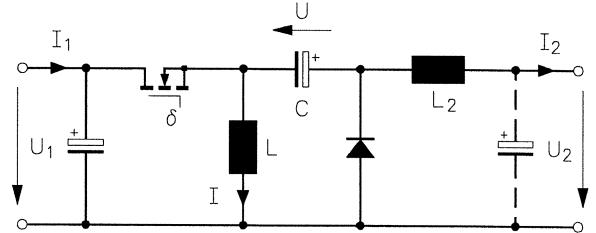
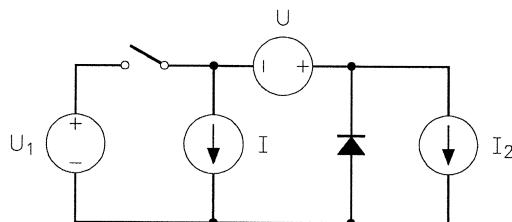
Steuergesetz:
$$U_2 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1$$

$$I_1 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot I_2$$

Spannung an Hilfselement C:

$$U = \frac{1}{\delta} \cdot U_2 = \frac{1}{1-\delta} \cdot U_1$$

e) ZETA-Konverter



Spannungseingang → Stromausgang

Spannungsgleichgewicht an

$$L_2: (U_1 + U - U_2) \cdot \delta = U_2 \cdot (1 - \delta)$$

$$L: U_1 \cdot \delta = U \cdot (1 - \delta)$$

Steuergesetz:
$$U_2 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1$$

$$I_1 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot I_2$$

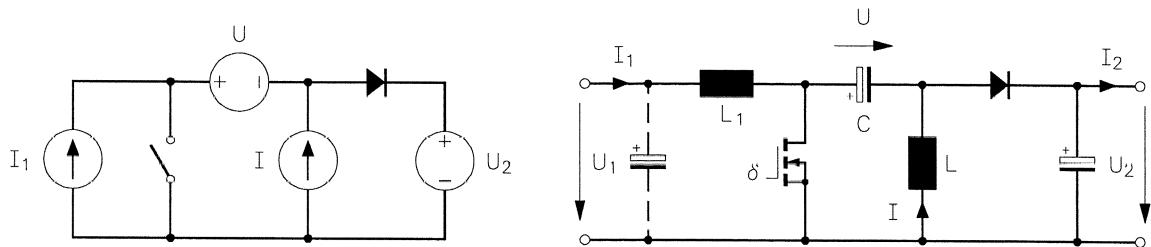
Spannung an Hilfselement C:

$$U = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1 = U_2$$

Strom durch Hilfselement L:

$$I = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot I_2 = I_1$$

f) SEPIC-Konverter (Single-Ended-Primary-Inductor-Converter)



Stromeingang → Spannungsausgang

Spannungsgleichgewicht an

$$L1: \quad U_1 \cdot \delta = (U + U_2 - U_1) \cdot (1 - \delta)$$

$$L: \quad U \cdot \delta = U_2 \cdot (1 - \delta)$$

Steuergesetz:
$$U_2 = \frac{\delta}{1 - \delta} \cdot U_1$$

$$I_1 = \frac{\delta}{1 - \delta} \cdot I_2$$

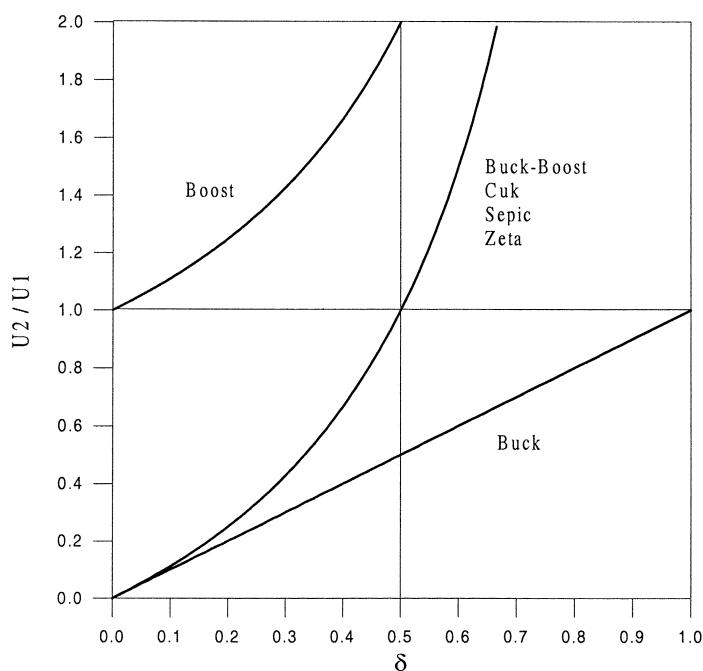
Spannung an Hilfselement C:

$$U = \frac{1 - \delta}{\delta} \cdot U_2 = U_1$$

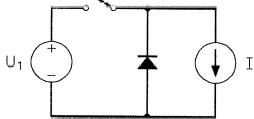
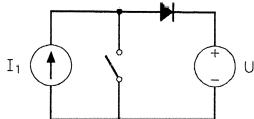
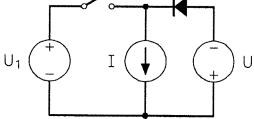
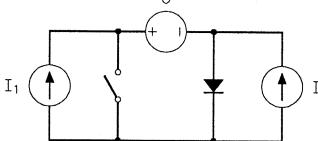
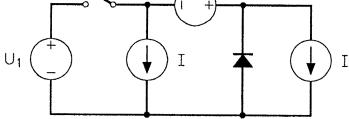
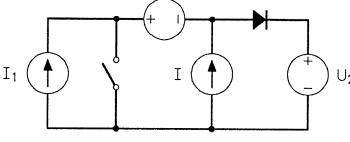
Strom durch Hilfselement L:

$$I = \frac{1 - \delta}{\delta} \cdot I_1 = I_2$$

f) Steuerkennlinien der einzelnen Konverter



Z U S A M M E N F A S S U N G

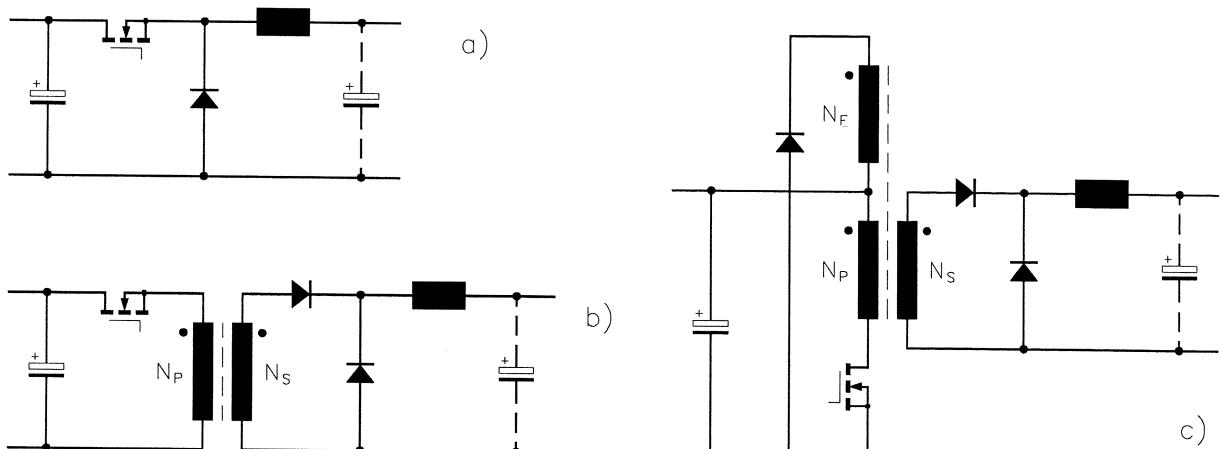
Quellen Senken	Hilfsele- mente	SPANNUNGSEINGANG	STROMEINGANG
2	-	BUCK (Stromausgang)  Steuerkennlinie: $U_2 = \delta \cdot U_1$	BOOST (Spannungsausgang)  Steuerkennlinie: $U_2 = \frac{1}{1-\delta} \cdot U_1$
3	1	BUCK-BOOST (Spannungsausgang)  Steuerkennlinie: $U_2 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1$ Hilfselement L: $I = \frac{1}{\delta} \cdot I_1$	CUK (Stromausgang)  Steuerkennlinie: $U_2 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1$ Hilfselement C: $U = \frac{1}{\delta} \cdot U_2$
4	2	ZETA (Stromausgang)  Steuerkennlinie: $U_2 = \frac{\delta}{1-\delta} \cdot U_1$ Hilfselement L: $I = I_1$ Hilfselement C: $U = U_2$	SEPIC (Spannungsausgang)  Steuerkennlinie: $U_2 = \frac{1}{1-\delta} \cdot U_1$ Hilfselement L: $I = I_2$ Hilfselement C: $U = U_1$

1.4 Potentialgetrennte DC→DC-Konverter

Eine Potentialtrennung zwischen Eingangsspannung U_1 und Ausgangsspannung U_2 lässt sich durch Einfügung eines (HF-) Transformators in die obigen Grundstrukturen bewerkstelligen. Dabei ist zu beachten, daß der Trafo an einer Spannung ohne jeglichen DC-Anteil zu betreiben ist, d.h. daß für eine entsprechende Entmagnetisierung gesorgt ist. Außer der Potentialtrennung wird durch den Transformator auch ein zusätzlicher Freiheitsgrad im Übersetzungsverhältnis des Konverters erreicht. Aus den nicht potentialgetrennten Grundtopologien entstehen dadurch die bekannten Schaltnetzteil-Strukturen. Insbesondere aus der BUCK-Struktur kann durch verschiedene Anordnung (Betriebsart) der Trafowicklungen eine Vielzahl von Schaltungen abgeleitet werden.

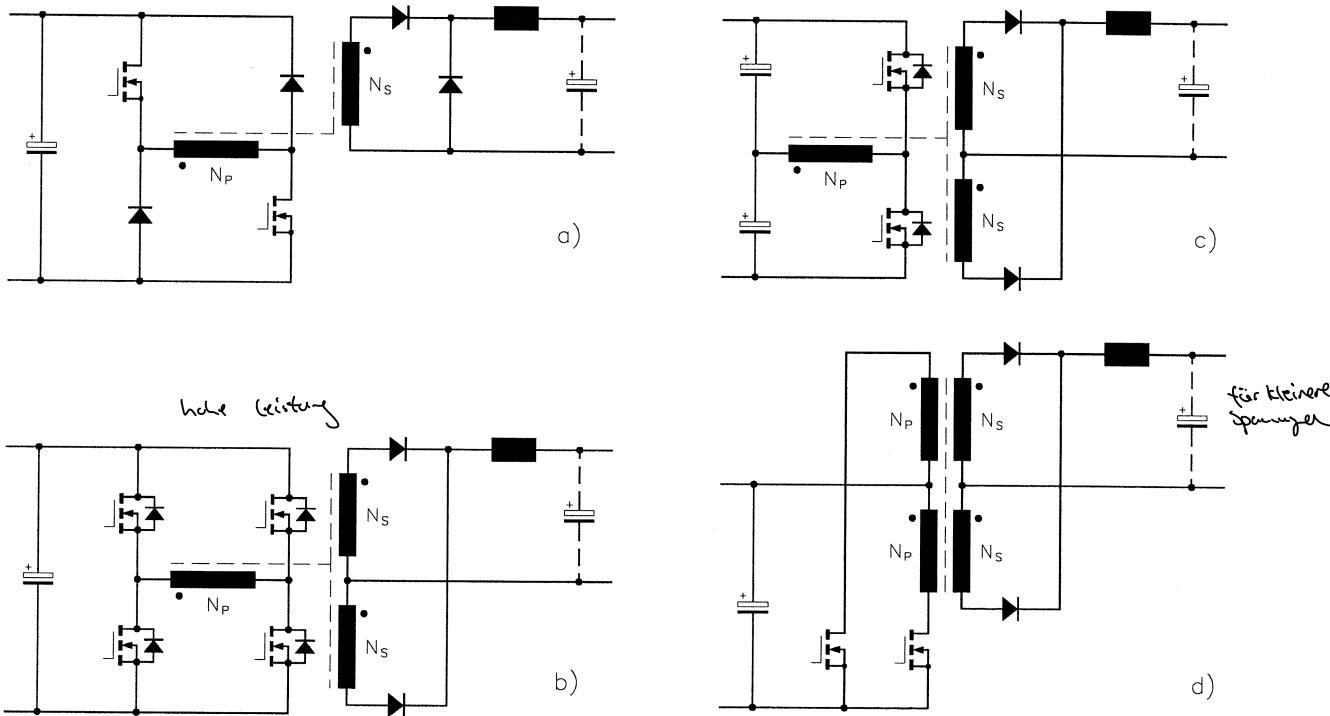
Energieübertragung vom Durchfluss

a) Potentialgetrennte BUCK-Konverter (Durchflußwandler)



Beim BUCK-Konverter (a) wird der Trafo zwischen Leistungstransistor und Freilaufdiode eingefügt, wobei in Serie zur Sekundärwicklung N_s eine "Trenndiode" erforderlich ist. Die Schaltung nach (b) ist allerdings noch nicht voll funktionsfähig, da der Trafo hier nicht wieder entmagnetisiert wird. Die einfachste Möglichkeit dazu ist die Anordnung einer Entmagnetisierungswicklung N_E (oft bifilar mit N_p).

b) Gegentakt-Durchflußwandler

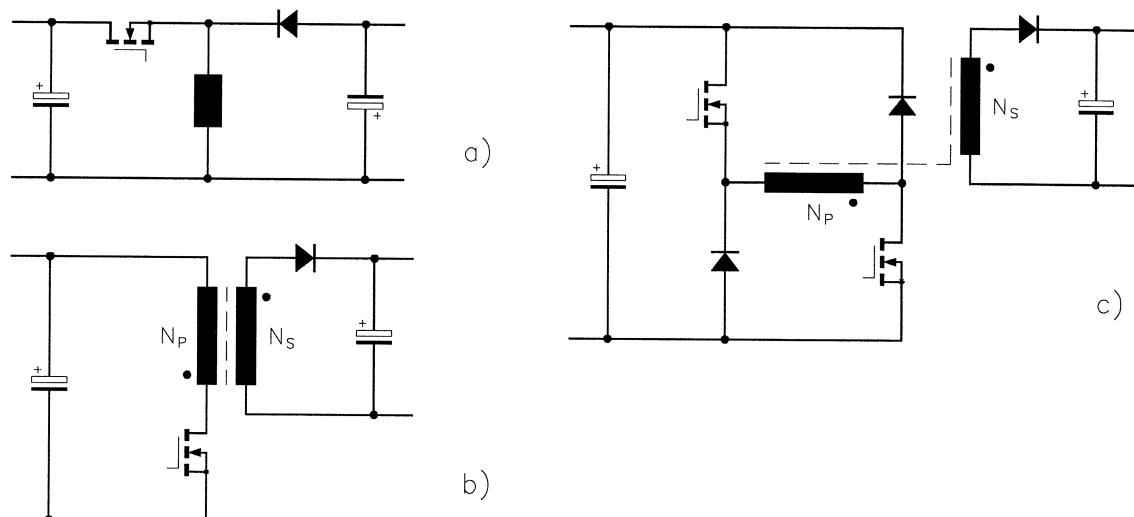


Eine Entmagnetisierung (Aufbringung einer negativen Trafospannung) kann auch ohne zusätzlicher Wicklung durch die Schaltung (a) erfolgen. Hier sind allerdings zwei (gleich getaktete) Leistungstransistoren nötig, die Entmagnetisierung erfolgt über die zwei Dioden mit der Spannung U_1 (max. Tastverhältnis δ daher $1/2$). Die Schaltung, die als asymmetrischer Halbbrückenwandler bezeichnet wird, nutzt allerdings den Magnetkern des Trafos nur unipolar aus und ist damit noch kein echter Gegentaktwandler.

Eine bipolare Kernausnutzung erlaubt dagegen die Vollbrückenschaltung b), bei der anstatt der beiden Entmagnetisierungs-Dioden ebenfalls Leistungstransistoren eingesetzt sind. Die Trafo-Ausgangsspannung, die dann eine reine Wechselspannung ist, muß über eine M2- bzw. B2-Schaltung gleichgerichtet werden. Bild c) zeigt eine "Sparvariante" von b), den Halbbrückenwandler. Wie bei der Sekundärseite ist es auch möglich die Primärseite als Mittelpunktschaltung auszuführen, es entsteht dadurch der "push-pull"-Konverter d).

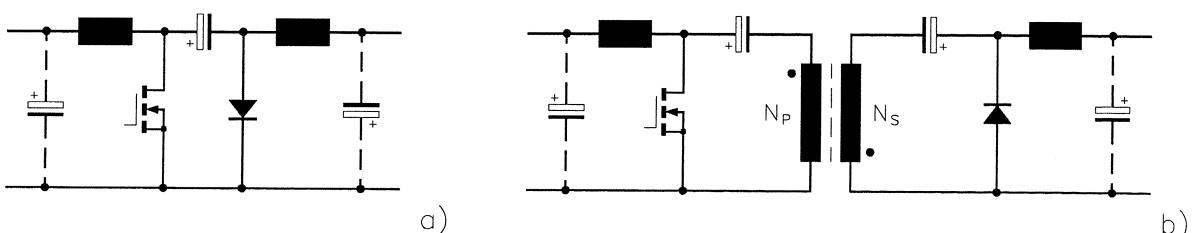
c) Potentialgetrennte BUCK-BOOST-Konverter (Sperrwandler, "Fly-Back")

Beim BUCK-BOOST-Konverter ist eine Potentialtrennung besonders einfach möglich. Es muß hier nur die "Speicherdrossel" der Grundschatzung a) mir zwei separaten Wicklungen ausgeführt werden (b), wobei allerdings zu beachten ist, daß dieser Übertrager somit auch zur Energiespeicherung dient (ein idealer Trafo speichert keine Energie sondern überträgt sie nur). Trafos für BUCK-BOOST-Konverter ("flyback"-Konverter) sind deshalb üblicherweise mit einem Luftspalt versehen. Bild c) zeigt eine Ausführung des potentialgetrennten BUCK-BOOST-Wandlers als asymmetrische Halbbrückenschaltung.

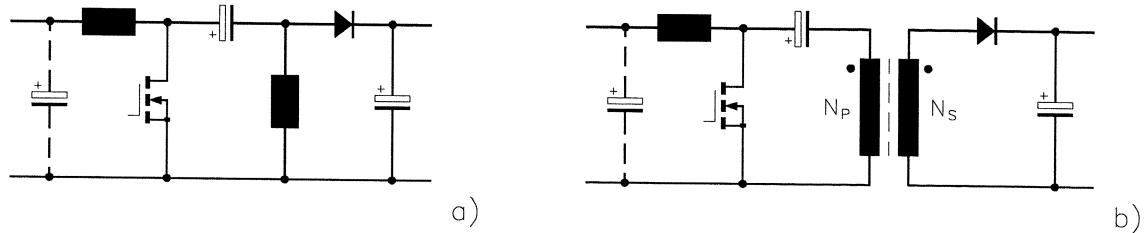


d) Potentialgetrennter CUK-Konverter

Der "fliegende" Kondensator in der Mitte der CUK-Struktur (siehe Grundschatzung a)) bietet eine recht einfache Möglichkeit zur Einfügung eines Transformators. Wird dieser Kondensator durch eine Serienschaltung ersetzt, kann ein Trafo zwischen beiden Kondensatoren der Serienschaltung gleichanteilsfrei betrieben werden (b). (Die Kondensatoren wirken quasi als Abblockkondensatoren.) Anzumerken ist weiters, daß durch eine magnetische Verkopplung der Ein- und Ausgangsdrossel (d.h. auf gemeinsamen Kern gewickelt) eine Rippelfreiheit des Eingangs- oder Ausgangsstromes erreicht werden kann.

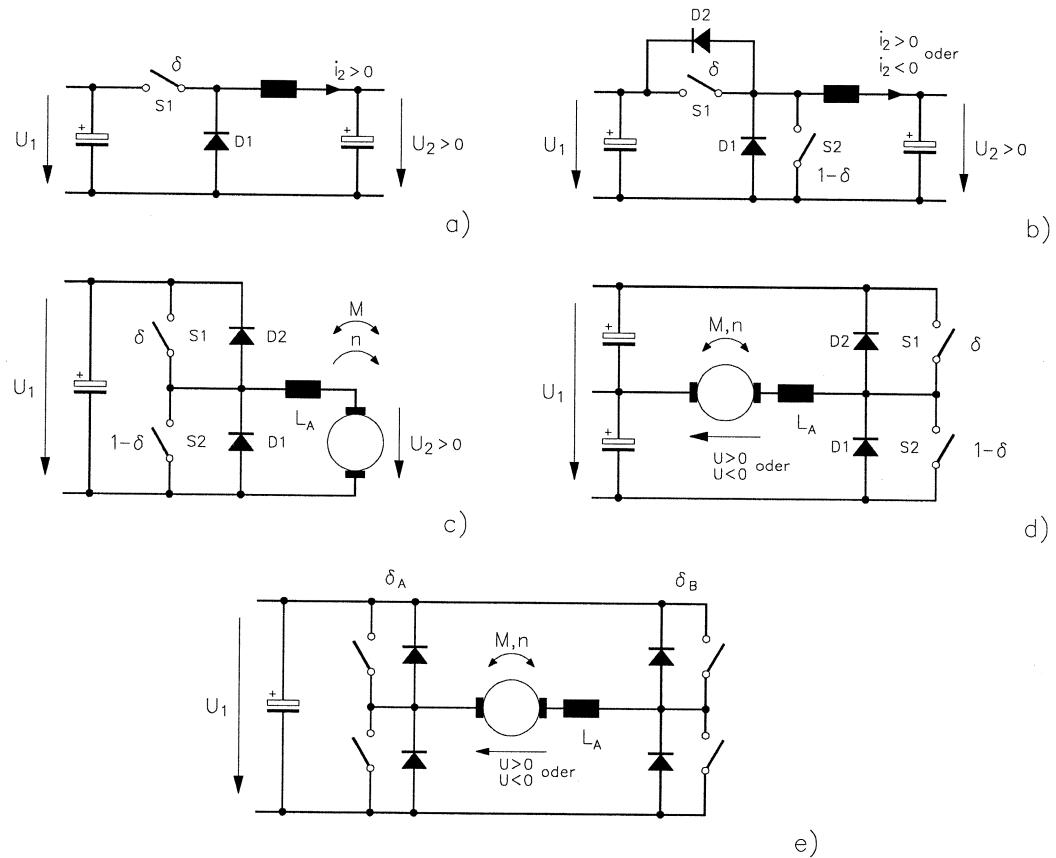


e) Potentialgetrennter SEPIC-Konverter



Das beim CUK-Konverter angewandte Verfahren der Potentialtrennung ist prinzipiell auch für den SEPIC-Wandler brauchbar, wobei ein zusätzlicher Vorteil darin liegt, daß die benötigte Hilfsinduktivität u.U. durch die Hauptinduktivität des Trafos realisiert werden kann.

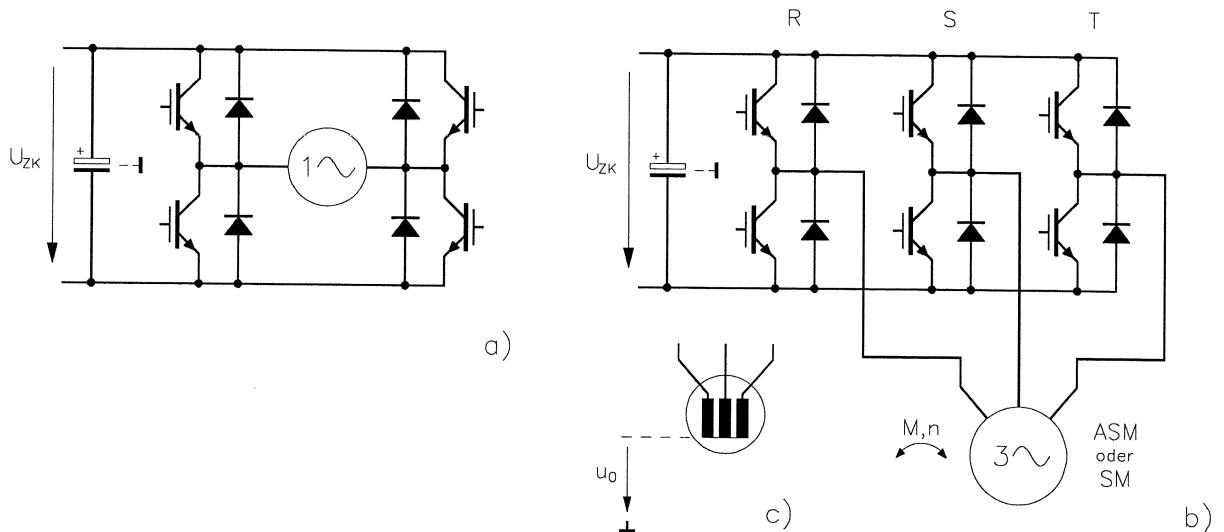
1.5 2Q- und 4Q-DC \leftrightarrow DC-Konverter



Die bisher behandelten Topologien können auch als Einquadrant-Strukturen (1Q) bezeichnet werden, da sie weder eine umgekehrte Stromrichtung noch eine negative Ausgangsspannung zulassen. Soll beispielsweise eine BUCK-Grundstruktur für eine Energierichtungsumkehr erweitert werden, muß um ein $i_2 < 0$ zu ermöglichen ein zweiter Ventilsatz S2, D2 eingeführt werden. Der so entstehende, in Bild b) dargestellte 2Q-Stromrichter erlaubt bipolare Ströme i_2 und positive Ausgangsspannungen $U_2 = \delta U_1$, ($\delta = 0 \dots 1$). Wird diese Struktur z.B. zur Speisung einer Gleichstrommaschine verwendet, können positive und negative Drehmomente erzeugt werden, eine Drehrichtungsumkehr ist allerdings wegen $U_2 > 0$ nicht möglich. Die Schaltung wirkt für den Energietransport von $U_1 \rightarrow U_2$ als BUCK-Konverter, für die Energierichtung $U_1 \leftarrow U_2$ aber als BOOST-Struktur!

Die für einen 4Q-Betrieb erforderliche negative Lastspannung kann etwa durch eine "Anzapfung" des Zwischenkreises realisiert werden (Bild d)). Allerdings muß in diesem Fall die den Zwischenkreis speisende Einrichtung diesen auch symmetrieren, d.h. den Laststrom der Gleichstrommaschine aufnehmen können. Da dies einen nicht unerheblichen Zusatzaufwand bedingt, wird ein 4Q-Betrieb deshalb meist mit der in Bild e) dargestellten Vollbrückenschaltung realisiert.

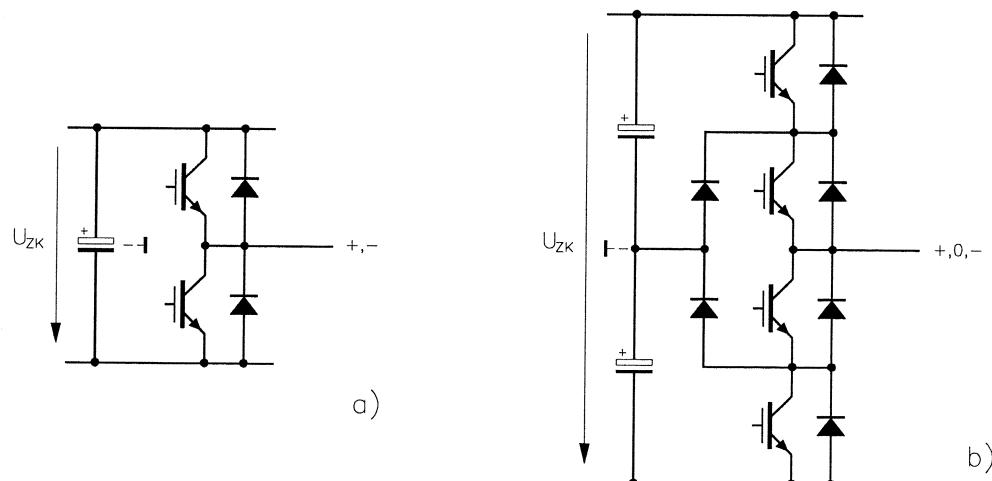
1.6 DC↔AC-Konverter (Pulswechselrichtersysteme)



Durch die 4Q-Fähigkeit kann mit einer Vollbrückenschaltung auch eine Wechselstromlast (z.B. eine Einphasen-Wechselstrommaschine) gespeist werden. Prinzipiell erlaubt die Schaltung beide Energierichtungen, sodaß diese Struktur beispielsweise auch zur Einspeisung von (DC-) Solarenergie ins öffentlicher Netz verwendet werden könnte.

Die Versorgung einer dreiphasigen Last (z.B. einer Asynchronmaschine) wäre prinzipiell mit drei Vollbrückenschaltungen möglich, was bei sehr großen Leistungen gelegentlich auch ausgeführt wird (z.B. Speisung der Fahrmotoren der ÖBB-Lok Rh1014). Die drei Ständerwicklungen werden dann in "offener Dreieckschaltung" betrieben. Normalerweise ist aber eine ASM bereits intern (bzw. im Klemmkasten) verschaltet und wird über nur 3 Zuleitungen angespeist. In diesem Fall besteht der Maschinenumrichter aus drei Halbbrückenzweigen (obiges Bild b), wobei der im Kapitel 5 beschriebene Zwischenkreismittelpunkt nicht benötigt wird, weil die Maschine diesen mittels ihres (bei Dreieckschaltung fiktiven) Sternpunktes funktionell selbst bildet (Bild c).

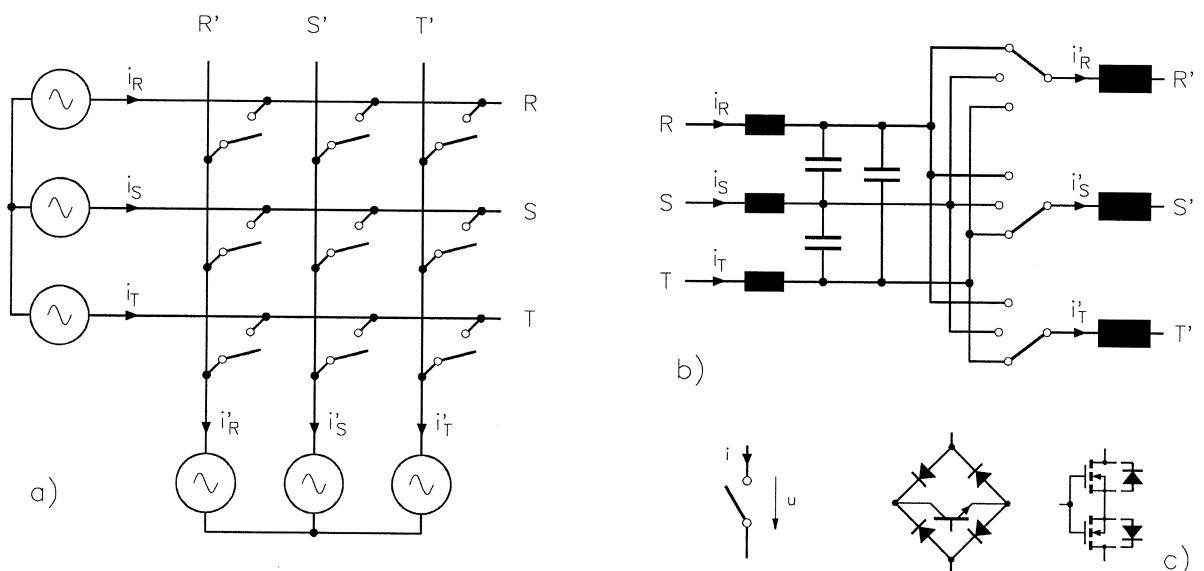
Bei großen Leistungen, höheren Zwischenkreisspannungen am Umrichterausgang wird der bisher betrachtete Zweipunkt-Halbbrückenzweig (unteres Bild a) zweckmäßigerweise durch ein Dreipunktmittelglied (Bild b) ersetzt. Neben der Aufteilung der Belastung auf mehrere Ventile (halbierter Spannungsbeanspruchung) kann durch die drei möglichen Spannungsniveaus (+, 0, -) die gewünschte Sinusausgangsspannung besser approximiert werden (geringere Rippelströme).



1.7 AC↔AC-Direkt-Konverter (Matrix-Umrichter)

Prinzipiell besteht auch die Möglichkeit der Kopplung von zwei Drehstromsystemen verschiedener Spannung, Phase und Frequenz unter Vermeidung eines Gleichstrom- bzw. Gleichspannungszwischenkreis über einen Direkt-Pulsumrichter. Diese Schaltung, die wegen der Anordnung ihrer Halbleiterventile auch als *Matrix-Konverter* bezeichnet wird (Bild a), darf allerdings nicht mit dem "klassischen", netzgeführten Direktumrichter verwechselt werden.

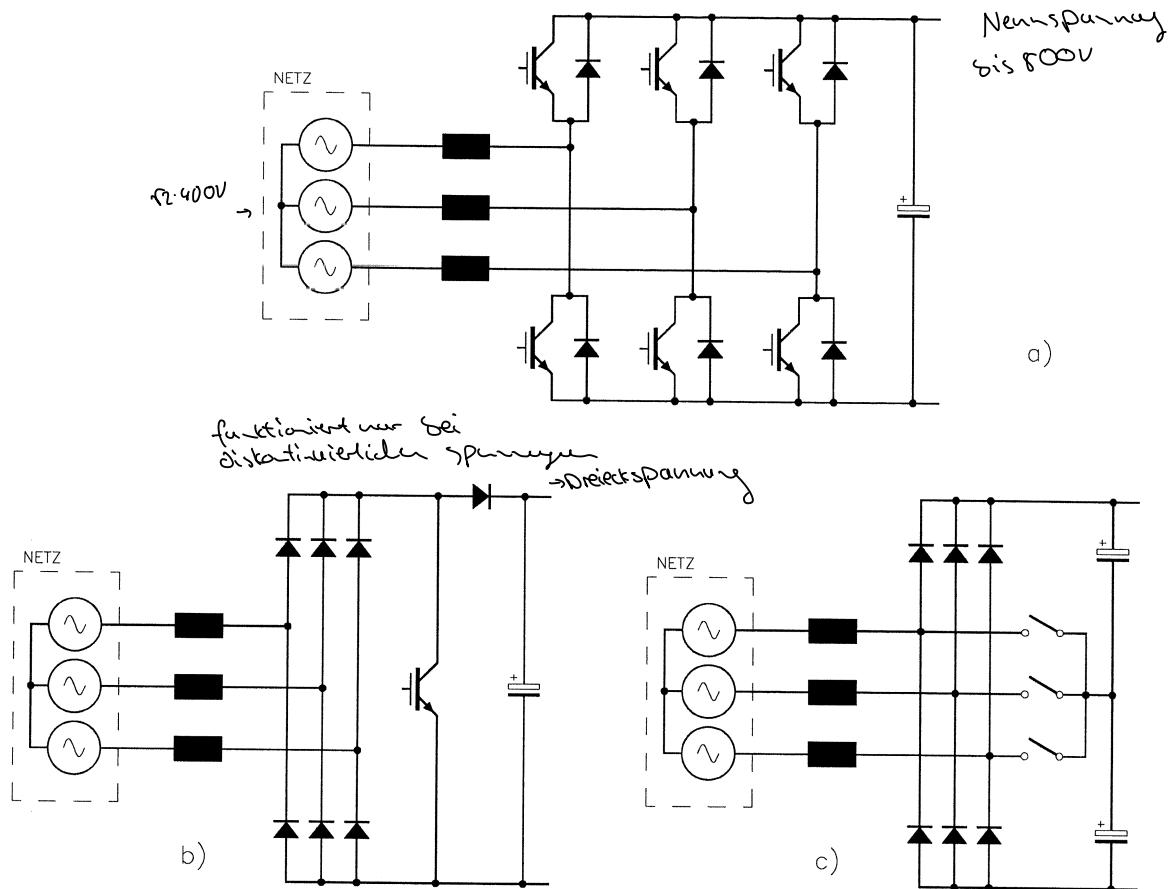
Prinzipiell kann hier jede Ausgangsphase über elektronische Schalter mit jeder Eingangsphase verbunden werden (Bild b), die Bildung der gewünschten Ausgangsspannung erfolgt durch entsprechende Pulsung. Obwohl das Prinzip bestehend ist, treten doch signifikante Nachteile auf (bidirektionale Halbleiterventile notwendig, keine Möglichkeit der Energiespeicherung durch fehlenden Zwischenkreis), sodaß dieses Verfahren eher geringere Bedeutung hat.



1.8 AC→DC-Pulsumrichter (Pulsgleichrichter)

Die in Kapitel 1.6 betrachteten Pulswchselrichtersysteme (DC/AC-Konverter) erlauben prinzipiell einen bidirektionalen Energiefluß, d.h. neben den bei einem "Wechselrichter" primären Energietransfer vom Gleichspannungszwischenkreis in die Wechselstromlast (z.B. eine ASM), ist auch eine Energierückspeisung von der Maschine in den Zwischenkreis möglich (Nutzbremsung). Somit liegt der Gedanke nahe, einen solchen "Wechselrichter" in umgekehrter Richtung als Pulsgleichrichtersystem zu betreiben. Die dreiphasige Netzspannung übernimmt nun die Rolle des vormals durch die Gegenspannung der Maschine gebildete Spannungssystem, während die früheren Streutreaktanzen der Maschine (an denen die Oberschwingungen der Umrichterausgangsspannung liegen) nun als explizite Vorschaltdrosseln auszuführen sind (nachfolgendes Bild a).

Die Anwendung eines solchen Systems liegt beispielsweise in der qualitativ hochwertigen Speisung eines Spannungszwischenkreises für einen nachgeschaltetes Antriebsumrichter (in diesem Fall würde ein symmetrisches Gesamtumrichtersystem entstehen, mit dem Zwischenkreiskondensator als Symmetriearchse). Wegen des möglichen bidirektionalen Energieflusses kann die vom Antriebsumrichter beim Bremsen in den Zwischenkreis zurückgelieferte Energie dann auch vom Pulsgleichrichter in das Netz zurückgespeist werden (Nutzbremsung).

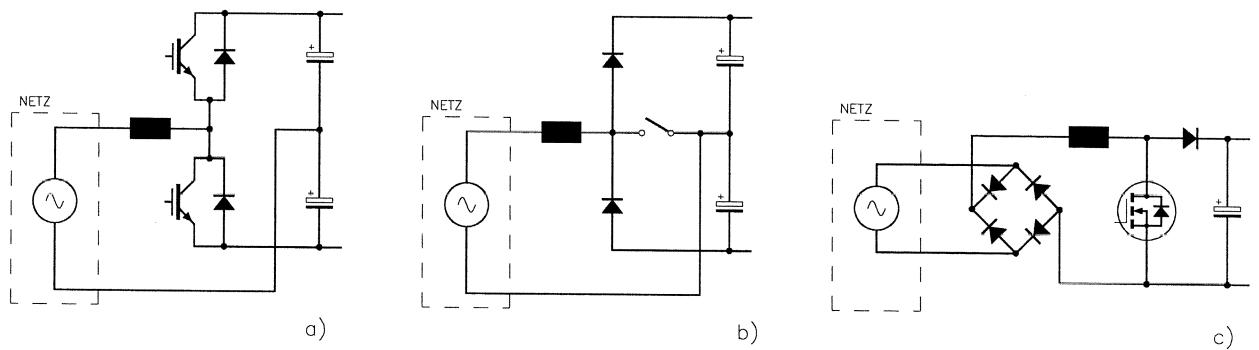


Da das System nach Bild a) eine volle 4Q-Energiesteuerung ermöglicht, kann eine hohe Netzfreundlichkeit (sinusförmige Netzströme) erreicht werden, wobei zusätzlich noch die Blindleistungsverhältnisse am Netz frei vorgebar sind. Im Extremfall lässt sich das System sogar ohne Wirkleistungsübertragung als reiner (dynamisch hochwertiger) Blindlastkompensator (Static Var Compensator) am Netz betreiben.

Die bisher betrachtete Lösung ist als sehr aufwendig anzusehen, da insgesamt 6 abschaltbare Ventile benötigt werden. Wird von einem Pulsgleichrichter nur die netzfreundliche Speisung eines Zwischenkreises gefordert, kann also auf Rückspeisung und Blindleistungserzeugung verzichtet werden (z.B. als Eingangsteil für ein Schaltnetzteil größerer Leistung), existieren einfachere Varianten, die z.T. mit nur einem Leistungstransistor auskommen (Bild b, allerdings kann damit ein exakt sinusförmiger Netzstrom nicht mehr garantiert werden). Bild c zeigt eine Variante, die mit drei steuerbaren Ventilen einen sehr gut sinusförmigen Netzstrom erreicht, wobei sich wegen der Dreipunkt-Charakteristik ein geringer Rippel in den Vorschalttdrosseln einstellt.

Das Prinzip des Pulsgleichrichters kann selbstverständlich auch beim Einphasennetz eingesetzt werden, wobei hier im Gegensatz zum Drehstromsystem, welches einen zeitlich konstanten Energiefluss in den Zwischenkreis ermöglicht, grundsätzlich ein mit doppelter Netzfrequenz pulsierender Energiefluss auftritt. Auch hier ist wieder ein echter 4Q-Betrieb (d.h., Rückspeisung bzw. Vorgabe eines beliebigen $\cos\phi$) möglich (untenstehendes Bild a), oder aber wieder eine vereinfachte Topologie die nur zur Speisung des Zwischenkreises mit sinusförmigem Netzstrom und $\cos\phi=1$ ermöglicht (nachfolgendes Bild b).

Bei Kleinleistungen (Schaltnetzteile im Bereich bis zu etwa 3kW) wird aber meist zweckmäßigerweise die Topologie nach Bild c eingesetzt, da mit dieser eine praktikablere Ausgangsspannung von typ. 360...400V (für 230V-Netz) zu erreichen ist. Die Schaltungen a) und b) weisen dagegen mindestens die doppelte Netzspitzenspannung als Ausgangsspannung auf (typ. 700...800V), was sich i.A. ungünstig auf die Konstruktion des nachfolgenden Konverters (z.B. DC-DC-Wandler) auswirkt.



Für größere Leistungen wiederum kann die Schaltung nach a) auch zur Vollbrücke erweitert werden, etwa als Eingangsstromrichter bei modernen Vollbahnlokomotiven.

2. BERECHNUNG DER BAUTEILBELASTUNGEN (F. D. STATIONÄREN BETRIEB)

1

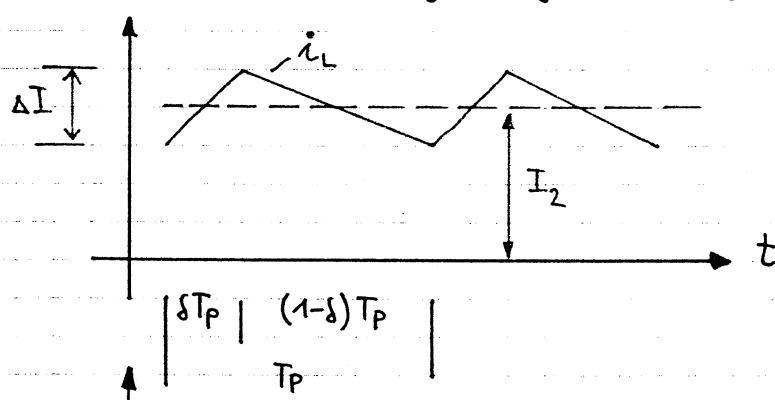
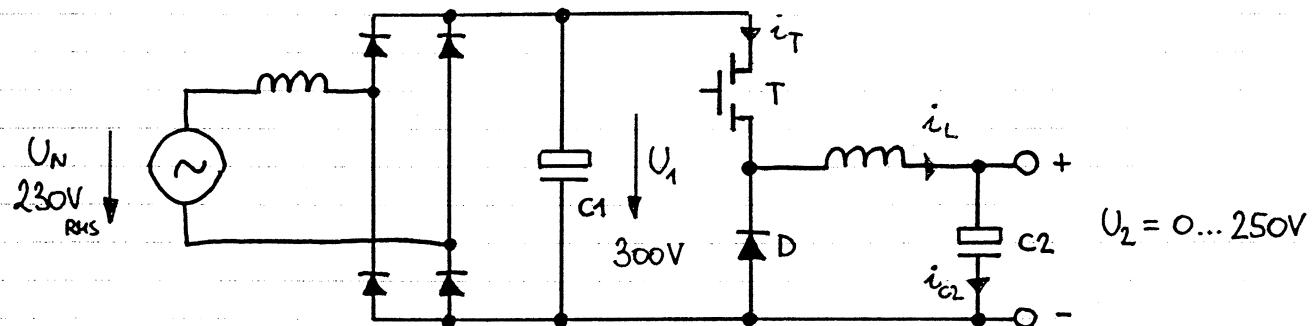
- anliegende Spannungen
- durchfließende Ströme (effektiv, Mittelwert)

kleinsignalverhalten: Bipolarodiode auf  schaltet bei U > 0

2.1 BEISPIEL NETZGERÄT

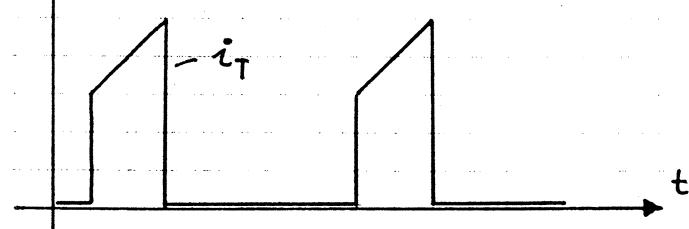


- nicht potentialgetrennter (netzgetrennter) BUCK-Konv.



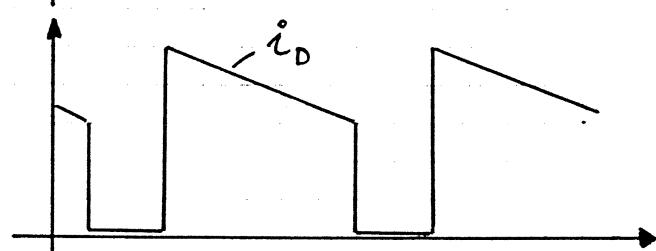
$$\Delta I = L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$U_1 - U_2 = L \cdot \frac{\Delta I}{s \cdot T_p}$$



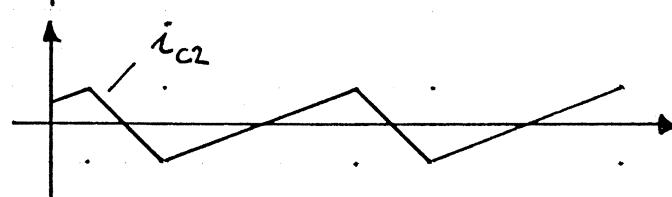
$$U_2 = f \cdot U_1$$

$$U_1 (1-s) \cdot s = f_p \cdot L \cdot \Delta I$$



- Konst. f_p :

$$\Delta I = f(s)$$



- Konst. ΔI :

$$f_p = f(s)$$

- const. f_p („Steversatz“)

$$\Delta I = \frac{U_1}{f_p \cdot L} (1-\delta) \delta = \Delta I_{\max} \cdot 4(1-\delta)\delta$$

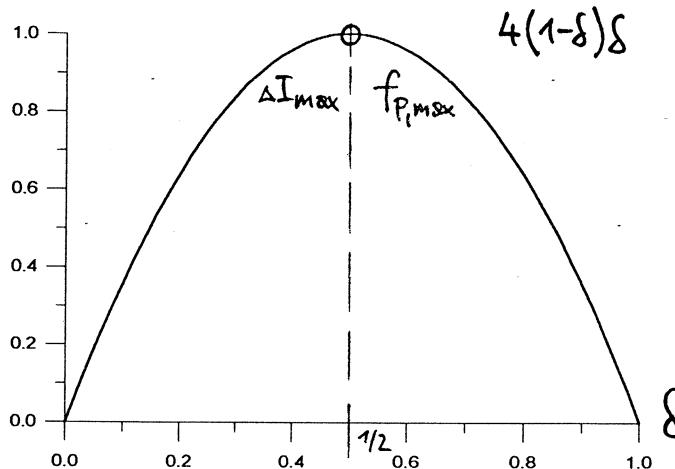
mit $\Delta I_{\max} = \frac{U_1}{4 \cdot f_p \cdot L}$

$$\Delta I = \Delta I_{\max} @ \delta = \frac{1}{2}$$

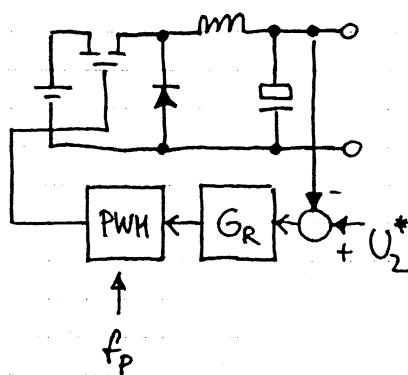
- const. Stromrippel ΔI (Toleranzbandregelung)

$$f_p = \frac{U_1}{L \cdot \Delta I} (1-\delta) \delta = f_{p,\max} \cdot 4(1-\delta)\delta$$

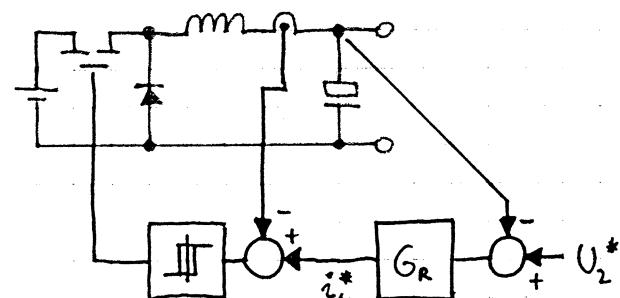
mit $f_{p,\max} = \frac{U_1}{4 \cdot L \cdot \Delta I}$



$$f_p = f_{p,\max} @ \delta = \frac{1}{2}$$



G_R muß f. Syst. 2. Ordnung dimensioniert sein!

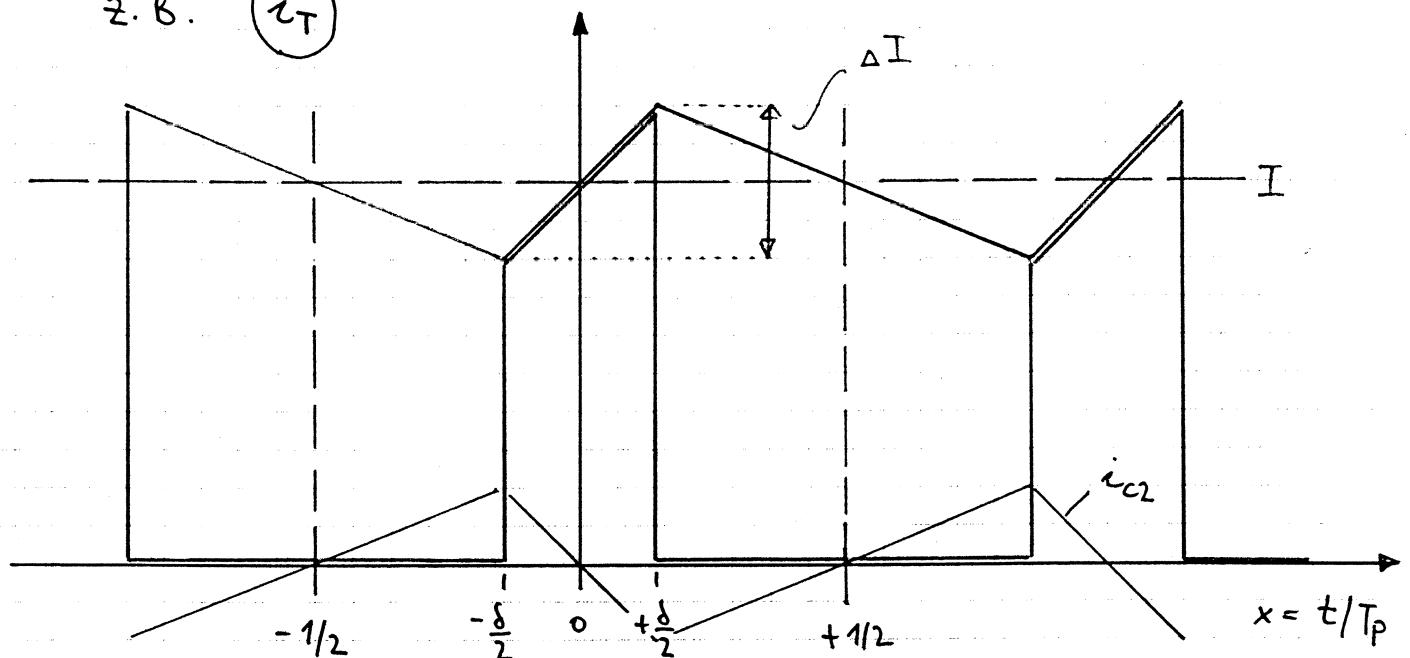


G_R muß f. Syst. 1. Ordnung dimensioniert sein!

BAUTEILBELASTUNGEN

z.B.

i_T



$$i(x) = I + \frac{\Delta I}{\delta} \cdot x = I \left(1 + \frac{k_\Delta}{\delta} \cdot x \right)$$

$$k_\Delta = \frac{\Delta I}{I}$$

$$I_{RMS}^2 = \int_0^{+8/2} i(x)^2 dx = I^2 \int_{-\delta/2}^{+\delta/2} \left(1 + \frac{k_\Delta}{\delta} \cdot x \right)^2 dx = I^2 \cdot \left[1 + \frac{k_\Delta^2}{12} \right] \cdot \delta$$

$$\underline{I_{AVG} = I \cdot \delta}$$

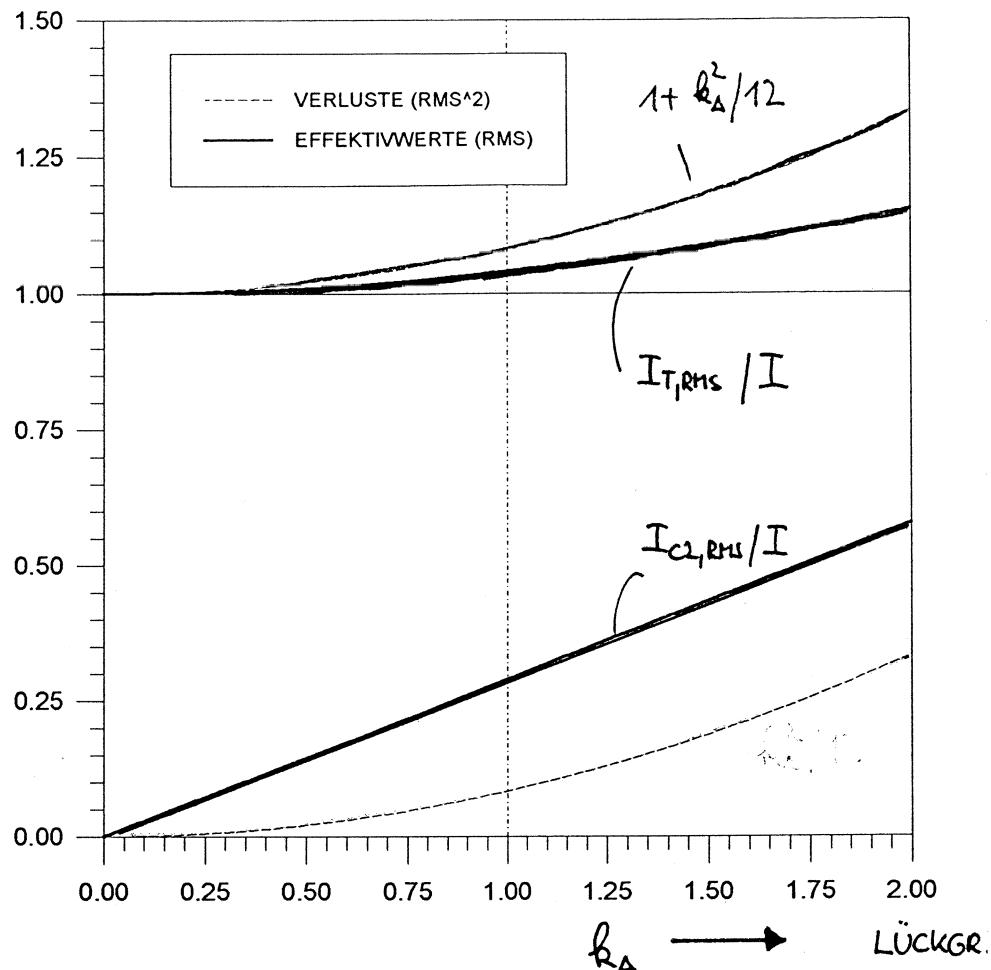
$$\underline{I_{RMS} = I \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{1}{12} \cdot k_\Delta^2 \right) \cdot \delta}}$$

Strom in C2:

$$I_{RMS}^2 = 2 \cdot \left[\int_0^{\delta/2} \left(\frac{\Delta I}{\delta} \right)^2 x^2 dx + \int_0^{1-\delta} \left(\frac{\Delta I}{1-\delta} \right)^2 x^2 dx \right] = \frac{\Delta I^2}{12} = I^2 \cdot \frac{k_\Delta^2}{12}$$

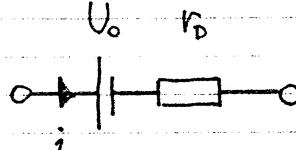
$$\underline{I_{AVG} = 0}$$

$$\underline{I_{RMS} = I \cdot \frac{k_\Delta}{\sqrt{12}}}$$

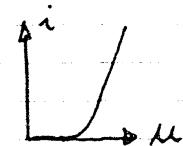


VERLUSTMECHANISMEN:

Bauteil (allgemein):



$$P_L = I_{\text{AVG}} \cdot U_o + I_{\text{RMS}}^2 \cdot r_o$$



- Leistungsdiode: U_o, r_o

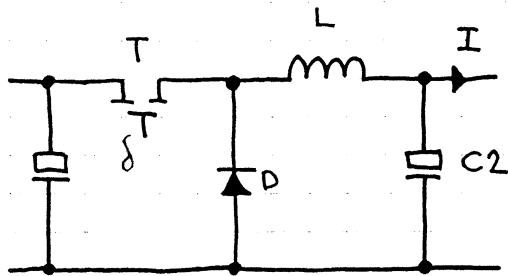
- MOSFET: $r_o \rightarrow R_{DS,ON}$ (kein U_o , „ohmsches“ Verhalten)

- BIPOLARTRANSISTOR (bei Sättigung) $r_o \sim 0$

$U_o \rightarrow U_{CE,\text{sat.}}$ („Konstantspannungsverhalten“;
Leitverluste von ΔI unabhängig!)

- Induktivitäten $r_o \rightarrow R_{ESR}$

- Kapazitäten (Elkos) R_{ESR}



	I_{AVG}/I	I_{RMS}^2/I^2
T	δ	$(1 + \frac{k_\Delta^2}{12}) \cdot \delta$
D	$1 - \delta$	$(1 + \frac{k_\Delta^2}{12}) \cdot (1 - \delta)$
L	1	$1 + \frac{k_\Delta^2}{12}$
C2	0	$\frac{k_\Delta^2}{12}$

bei Konstantfrequenzbetrieb ist k_Δ von f abhängig!

$$\Delta I = \Delta I_{max} \cdot 4(1-\delta)\delta \quad k_\Delta = k_{\Delta, max} \cdot 4(1-\delta)\delta$$

Bsp.: $U_1 = 300V$

$$U_2 = 0 \dots 250V \quad I = 2A \quad (0 \dots 500W)$$

$$\underline{\Delta I_{max} = 1A} \quad f_p = 20\text{kHz} \quad (T_p = 50\mu\text{s})$$

$$\underline{\delta_{max} = \frac{250V}{300V} = \frac{5}{6}}$$

$$\underline{L = \frac{U_1}{4f_p \cdot \Delta I_{max}} = \frac{300V}{4 \cdot 20\text{kHz} \cdot 1A} = 3,75\text{mH}}$$

$$\underline{k_{\Delta, max} = \frac{\Delta I_{max}}{I} = \frac{1A}{2A} = \frac{1}{2}} \quad \left(1 + \frac{1}{12} \cdot \frac{1}{4}\right) = \left(1 + \frac{1}{12} \cdot \frac{1}{4}\right) \sim 1$$

2% FEHLER

$$\delta = \delta_{max}:$$

$$I_{T,RMS} = I \cdot \sqrt{\delta} = 2A \cdot \sqrt{5/6} = 1,83A \quad I_{T,Avg} = 2A \cdot \frac{5}{6} = 1,67A$$

BUZ76 (400V FET im TO 220)

$R_{DS,ON} = 2,2\Omega @ 100^\circ T_j$

Leitverluste im Transistor:

$$\underline{P_{T,L} = I_{T,RMS}^2 \cdot R_{DS,ON} = 1,83^2 A^2 \cdot 2,2 \Omega = 7,3 W}$$

$$I_{D,RMS} = I \cdot \sqrt{1-\delta} = 2A \cdot \sqrt{1-5/6} = 0,82A \quad I_{D,Avg} = 2A \cdot \frac{1}{6} = 0,33A$$

Achtung! Werte gelten für $\delta = \frac{5}{6}$;
die maximale Diodenbelastung tritt bei
 $\delta \approx 0$ auf (längste Leitdauer!)

Leitverluste in der Diode (f. $\delta = 5/6$!)

BYT 03-400

$$P_{L,D} = U_0 \cdot I_{D,Avg} + r_D \cdot I_{D,RMS}^2 = 1,1V \cdot 0,33A + 0,05\Omega \cdot 0,82^2 A^2$$

$$\underline{P_{L,D} = 0,4 W} \quad (\text{bei } \delta \approx 0 \quad I_{D,Avg} = 2A \quad P_{L,D} = 2A \cdot 1,1V \\ = 2,2 W!)$$

Verluste in der Glättungssinduktivität L

$$\underline{P_L = I_{L,RMS}^2 \cdot R_{ESR} = 4A^2 \cdot 0,5\Omega = 2W} \quad I_{L,RMS} = I = 2A$$

Ferrit-Dr. 175 Wdg. 1mm φ Cule, Kern E42/21/15 1,8mm LS

$$R_{ESR} \approx 0,5\Omega$$

Ausgangskondensator C2:

$$I_{C2,RMS} = I \cdot \frac{k_\alpha}{\sqrt{12}} = 2A \cdot \frac{1}{2\sqrt{12}} = 0,29A \quad @ k_{\Delta,\max} \quad (\delta = \frac{1}{2})$$

bei $\delta = \frac{5}{6}$

$$I_{C2,RMS} = 0,29A \cdot 4\delta \cdot (1-\delta) = 0,29A \cdot 4 \cdot \frac{5}{6} \cdot \frac{1}{6}$$

$$\underline{I_{C2,RMS} = 0,16 A}$$

100μF / 400V Elko Si B43503

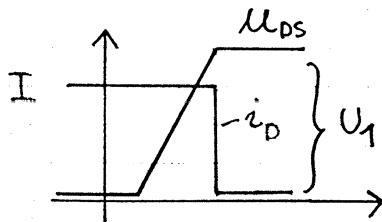
$$R_{ESR} \approx 0,3\Omega$$

$$\Delta U_2 = \Delta I \cdot R_{ESR} = 1A \cdot 0,3\Omega = 0,3V_{SS}$$

$$P_{C2} = 0,16^2 A^2 \cdot 0,3\Omega = \sim 0$$

NÄHERUNGSWEISE BESTIMMUNG DER TRANSISTOR-SCHALTVERL.

AUSSCHALTEN:



$$P_{OFF} \sim f_p \cdot U_1 \cdot I_{OFF} \cdot \frac{1}{2} \cdot t_{OFF}$$

$$= 20 \text{ kHz} \cdot 300 \text{ V} \cdot 2,5 \text{ A} \cdot \frac{1}{2} \cdot 50 \text{ ns} =$$

$$\underline{P_{OFF} \sim 0,375 \text{ W}}$$

EINSCHALTEN:

Q_{RR} der Diode fließt in den Transistor ($U_{DS} = U_1$)

$$\underline{P_{ON} \sim f_p \cdot U_1 \cdot Q_{RR}}$$

$$Q_{RR} = 0,06 \mu\text{C} @ 2,5 \text{ A}$$

$$= 20 \text{ kHz} \cdot 0,06 \mu\text{As} \cdot 300 \text{ V} = \underline{0,36 \text{ W}}$$

GESAMTVERLUSTE:

$$P_S = P_{ON} + P_{OFF} \sim 1 \text{ W}$$

$$P_V = P_{T,L} + P_{D,L} + P_L + P_S$$

$$= 7,3 \text{ W} + 0,4 \text{ W} + 2 \text{ W} + 1 \text{ W} = 11 \text{ W}$$

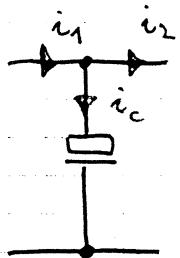
$$\text{Durchgangsleistung: } P = U_2 \cdot I = 250 \text{ V} \cdot 2 \text{ A} = 500 \text{ W}$$

$$\underline{\text{WIRKUNGSGRAD: }} \eta = 1 - \frac{P_V}{P} = 1 - \frac{11 \text{ W}}{500 \text{ W}} = \underline{97,8 \% !}$$

noch nicht berücksichtigt:

- Steuerelektronik
- Verluste in C_L C_1

STROMEFFECTIVWERT BEI ZWISCHENKREISKONDENSATOREN



geg.: $I_{1,\text{AVG}} = I_{2,\text{AVG}} = I_{\text{AVG}}$

$I_{1,\text{RMS}}, I_{2,\text{RMS}}$

ges.: $I_{c,\text{RMS}} = ?$

$$i_c = i_1 - i_2$$

$$I_{c,\text{RMS}}^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_c^2 dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (i_1 - i_2)^2 dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_1^2 dt + \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_2^2 dt - 2 \cdot \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_1 \cdot i_2 dt}_{I_{1,\text{RMS}}^2 + I_{2,\text{RMS}}^2}$$

$$I_{c,\text{RMS}}^2 = I_{1,\text{RMS}}^2 + I_{2,\text{RMS}}^2 - 2 \cdot \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_1 \cdot i_2 dt}_{\text{Kreuzkorrelation zw. } i_1 \text{ u. } i_2}$$

hier: $i_1 = I_{\text{AVG}} + i_{1,\text{AC}}$ $i_2 = I_{\text{AVG}} + i_{2,\text{AC}}$

$$\frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_1 \cdot i_2 dt = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (I_{\text{AVG}} + i_{1,\text{AC}}) \cdot (I_{\text{AVG}} + i_{2,\text{AC}}) dt$$

$$= 2 \cdot \left\{ \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} I_{\text{AVG}}^2 dt}_{I_{\text{AVG}}^2} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} I_{\text{AVG}} \cdot (i_{1,\text{AC}} + i_{2,\text{AC}}) dt}_{\Theta \text{ da } \int \text{ üb. } \sim \text{-Größe!}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} i_{1,\text{AC}} \cdot i_{2,\text{AC}} dt}_{\Theta \text{ wenn } i_1 \text{ u. } i_2 \text{ frequenzmäßig getrennt!}} \right\}$$

$$I_{c,\text{RMS}}^2 = I_{1,\text{RMS}}^2 + I_{2,\text{RMS}}^2 - 2 \cdot I_{\text{AVG}}^2$$

da $I_{1,\text{RMS}}^2 = I_{\text{AVG}}^2 + I_{1,\text{AC,RMS}}^2$ und $I_{2,\text{RMS}}^2 = I_{\text{AVG}}^2 + I_{2,\text{AC,RMS}}^2$

$$I_{c,\text{RMS}}^2 = I_{1,\text{AC,RMS}}^2 + I_{2,\text{AC,RMS}}^2$$

Effektivwert o. $C = \sum$ der Eff. Werte der Wechselanteile!

Spezialfall: $i_1 = \text{konst.} = I_{\text{Ave}} = I_{1,\text{RMS}}$

$$I_{1,\text{AC,RMS}} = 0$$

$$\underline{\underline{I_{\text{C,RMS}}^2 = I_{2,\text{RMS}}^2 - I_{\text{Ave}}^2}}$$

konstanter Nachladestrom!

allgemeiner Fall: $i_{1,\text{AC}}$ u. $i_{2,\text{AC}}$ NICHT separiert
d.h. Korriktiert $\int i_{1,\text{AC}} \cdot i_{2,\text{AC}} dt \neq 0$!

$$I_{\text{GRMS}}^2 = I_{1,\text{RMS}}^2 + I_{2,\text{RMS}}^2 - 2 \cdot I_{\text{Ave}}^2 - \frac{2}{T} \int i_{1,\text{AC}} \cdot i_{2,\text{AC}} dt$$

w.c. Abschätzung obiger Gl. mittels

Cauchy-Schwarz'scher-

$$\left[\int_T i_1 \cdot i_2 dt \right]^2 \leq \int_T i_1^2 dt \cdot \int_T i_2^2 dt$$

Ungleichung:

keine Aussage i.w. VORZEICHEN!

$$I_{\text{GRMS}}^2 \leq I_{1,\text{RMS}}^2 + I_{2,\text{RMS}}^2 - 2 \cdot I_{\text{Ave}}^2 + 2 \cdot \underbrace{\sqrt{\frac{1}{T} \int_T i_{1,\text{AC}}^2 dt}}_{I_{1,\text{AC,RMS}}} \cdot \underbrace{\sqrt{\frac{1}{T} \int_T i_{2,\text{AC}}^2 dt}}_{I_{2,\text{AC,RMS}}}$$

$$= \cancel{I_{\text{Ave}}^2 + I_{1,\text{AC,RMS}}^2} + \cancel{I_{\text{Ave}}^2 + I_{2,\text{AC,RMS}}^2} - 2 \cdot \cancel{I_{\text{Ave}}^2} + 2 \cdot I_{1,\text{AC,RMS}} \cdot I_{2,\text{AC,RMS}}$$

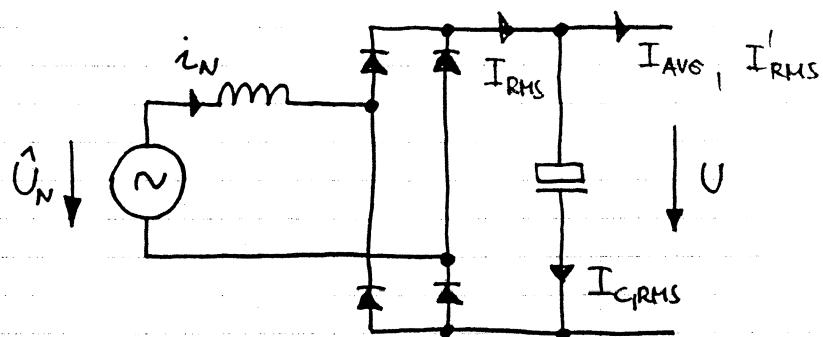
$$= I_{1,\text{AC,RMS}}^2 + 2 \cdot I_{1,\text{AC,RMS}} \cdot I_{2,\text{AC,RMS}} + I_{2,\text{AC,RMS}}^2$$

$$= (I_{1,\text{AC,RMS}} + I_{2,\text{AC,RMS}})^2$$

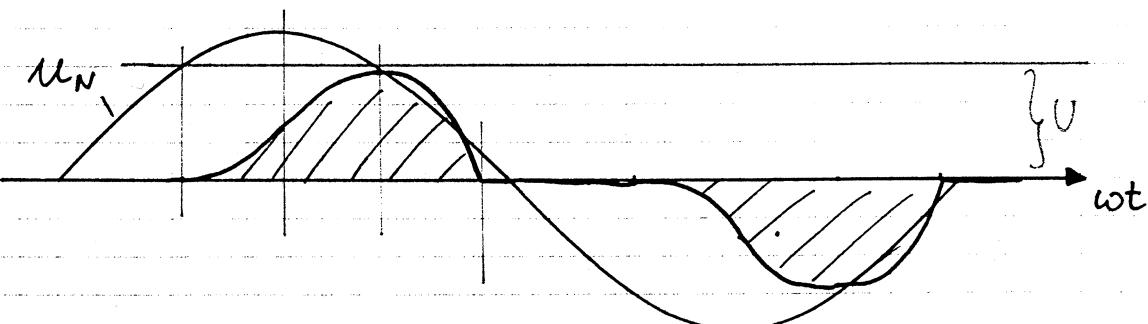
$$\boxed{I_{\text{GRMS}} \leq I_{1,\text{AC,RMS}} + I_{2,\text{AC,RMS}}}$$

worst-case-Abschätzung neum keine Aussage über die Konklation der Wechselanteile von i_1 u. i_2 bekannt ist!

EINGANGSTEIL (eingesteuelter Netzgleichrichter)



gesucht: $I_{C,RMS}$



Gleichgewichtsausstand: U stellt sich so ein, daß $\int_0^T i_N dt = I_{AVG}$

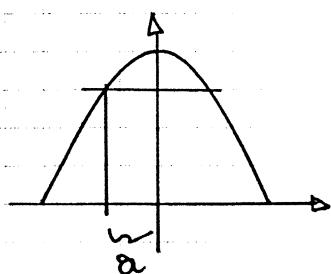
$$i = \frac{1}{L} \int u_L dt = \frac{1}{L} \int (\hat{U}_N \cdot \cos \omega t - U) dt = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \int \left(1 - \frac{U}{\hat{U}_N} - \frac{x^2}{2} \right) dx$$

mit $\cos x \sim 1 - \frac{x^2}{2}$!

$$\frac{1-U}{\hat{U}_N} = \frac{\hat{U}_N - U}{\hat{U}_N} = D \quad (\text{DROP!})$$

$$i(x) = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \left(D \cdot x - \frac{x^3}{6} \right) + C$$

$$x = -a : \quad i = 0 = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \left(-D \cdot a + \frac{a^3}{6} \right) + C$$



$$i(x) = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \cdot \left(D \cdot x - \frac{x^3}{6} + D \cdot a - \frac{a^3}{6} \right)$$

$$= \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \left(\frac{a^2}{2} x - \frac{x^3}{6} + \frac{a^3}{2} - \frac{a^3}{6} \right)$$

$$\hat{U}_N \cdot \cos \alpha = U$$

$$\hat{U}_N \left(1 - \frac{\alpha^2}{2} \right) = U$$

$$\frac{\alpha^2}{2} = 1 - \frac{U}{\hat{U}_N} = D$$

$$i(x) = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \left(\frac{\alpha^2}{2} x - \frac{x^3}{6} + \frac{\alpha^3}{3} \right)$$

$$\alpha^2 = 2D$$

$$i(x) = 0 \quad \text{bei } x = -a \text{ und } x = +2a$$

$$\frac{\partial i(x)}{\partial x} = 0 \quad \text{bei } x = \pm 1$$

maximaler Strom bei $x=1$

$$\hat{i} = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \left(\frac{a^2}{2} - \frac{1}{6} + \frac{a^3}{3} \right)$$

$$\underline{I_{AVG}} = \frac{1}{\pi} \int_{-a}^{+2a} i(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_{-a}^{+2a} \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \cdot \left(\frac{a^2}{2} x - \frac{x^3}{6} + \frac{a^3}{3} \right) dx = \frac{\hat{U}_N}{\omega L} \cdot a^4 \cdot \frac{9}{8\pi}$$

$$\underline{I_{RMS}^2} = \frac{1}{\pi} \int_{-a}^{+2a} i(x)^2 dx = \frac{1}{\pi} \int_{-a}^{+2a} \left(\frac{\hat{U}_N}{\omega L} \right)^2 \left(\frac{a^2}{2} x - \frac{x^3}{6} + \frac{a^3}{3} \right)^2 dx = \left(\frac{\hat{U}_N}{\omega L} \right)^2 \cdot a^7 \cdot \frac{81}{140\pi}$$

$$\text{BspL: } U_2 = 250V \quad I = 2A \quad P = 500W \quad I_{AVG} = \frac{P}{U_1} = \frac{500W}{300V}$$

$$U = 300V$$

$$I_{AVG} = \frac{5}{3}A = 1,67A$$

$$\underline{U_N} = 311V \quad D = 1 - \frac{300}{311} = 3,54\%$$

$$a = \sqrt[4]{2D} = \sqrt[4]{2 \cdot 0,0354} = 0,266 \quad \hat{=} 15,24^\circ$$

$$\frac{\hat{U}_N}{\omega L} = \frac{I_{AVG} \cdot 8\pi}{9a^4} = \frac{5A \cdot 8\pi}{3 \cdot 9 \cdot 0,266^4} = 930A \quad \omega L = \frac{\hat{U}_N}{930A} = \frac{311V}{930A} = 0,33\Omega$$

$$\frac{I_{RMS}}{I_{AVG}} = \sqrt{\frac{81a^7 \cdot 64\pi^2}{140\pi \cdot 81a^8}} = \sqrt{\frac{16\pi}{35a}}$$

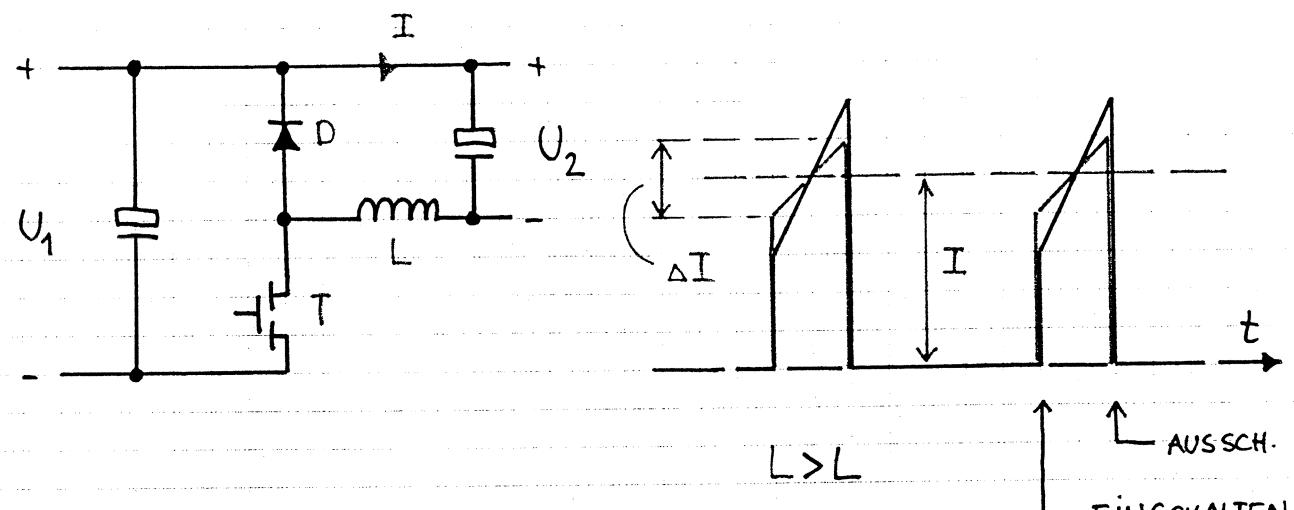
$$L = \frac{0,33\Omega}{100\pi} = 1,06mH$$

$$I_{RMS} = I_{AVG} \cdot \sqrt{\frac{16\pi}{35 \cdot 0,266}} = 2,32 \cdot I_{AVG} = 2,32 \cdot \frac{5}{3}A = 3,87A = I_{N1,RMS}$$

$$I_{RMS}^1 = I_{T1,RMS} = 1,83A$$

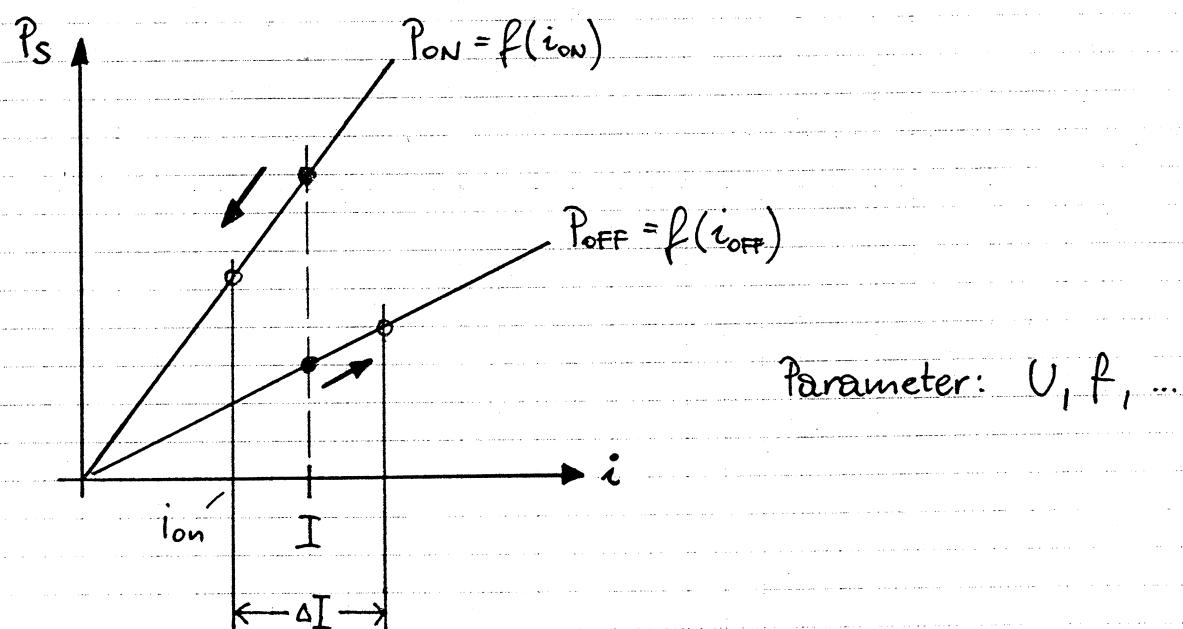
$$I_{C1,RMS}^2 = 3,87^2 A^2 + 1,83^2 A^2 \Rightarrow I_{C1,RMS} = 4,28A!$$

$$S = U_N \cdot I_{N1,RMS} = 220V \cdot 3,87A = 852VA \quad P = 500W \quad \lambda = \frac{P}{S} = 0,59!$$



wenn $L \downarrow$ steigt $\Delta I \rightarrow i_{ON} \downarrow$ u. $i_{OFF} \uparrow$

kleineres L senkt Einschaltverluste (geringerer einzuschaltender Strom) auf Kosten der Ausschaltverluste und der Leitverluste \rightarrow OPTIMIERUNG d. GESAMTVERL.



Lineare Näherung der Schaltverluste:

$$P_{ON} = k_{ON} \cdot i_{ON} = k_{ON} \left(I - \frac{1}{2} \Delta I \right) = k_{ON} \cdot I \cdot \left(1 - \frac{k_{ON}}{2} \right)$$

$$P_{OFF} = k_{OFF} \cdot i_{OFF} = k_{OFF} \left(I + \frac{1}{2} \Delta I \right) = k_{OFF} \cdot I \cdot \left(1 + \frac{k_{OFF}}{2} \right)$$

Leitverluste: $P_L = I_{T,RMS}^2 \cdot R_{DS,ON} = I^2 \left(1 + \frac{1}{12} \cdot k_A^2\right) \cdot \delta \cdot R_{DS,ON}$

Transistorgesamtverluste: $P_T = P_{ON} + P_{OFF} + P_L$

OPTIMIERUNG:

$$\frac{\partial P_T}{\partial k_A} = 0$$

$$\frac{\partial P_T}{\partial k_A} = -\frac{1}{2} \cdot k_{ON} \cdot I + \frac{1}{2} k_{OFF} \cdot I + I^2 \cdot R_{DS,ON} \cdot \delta \cdot \frac{k_A}{6}$$

$$k_{A,OPT} = \frac{3}{I \cdot R_{DS,ON} \cdot \delta} \cdot (k_{ON} - k_{OFF})$$

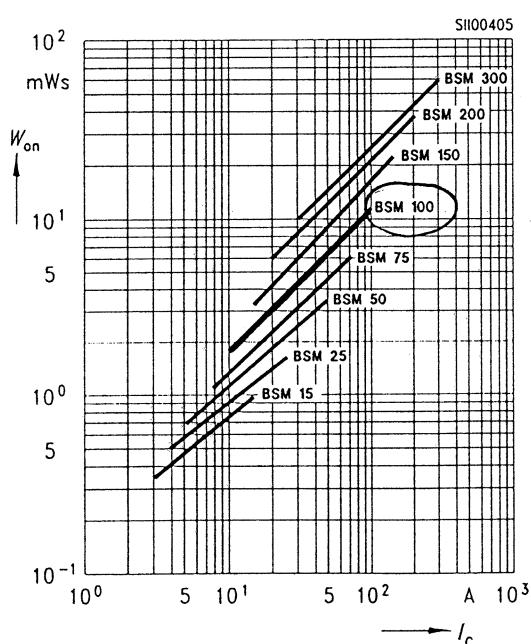
für $k_{ON} > k_{OFF}$ existiert $k_{A,OPT}$. (bes. MOSFET + Diode)

(kann aber Randoptimum sein; $k_{A,OPT} = 2 \dots$ Dreieckbetrieb!)

- auch Optimierung d. Gesamtverluste ($= \eta$) möglich!

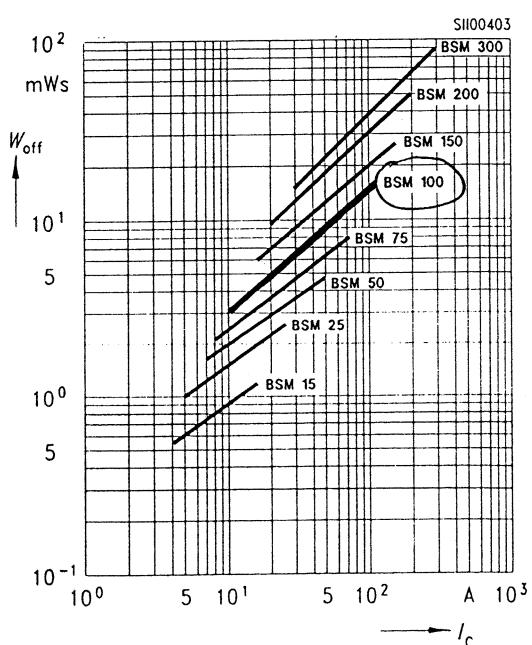
Turn-on/ turn-off energy dissipation per pulse

$$W_{on} = f(I_C)$$



$$W_{off} = f(I_C)$$

IGBT !



BSM 100 (1200V/100A)

@ 20A: $W_{on} = 4.2 \text{ mWs}$

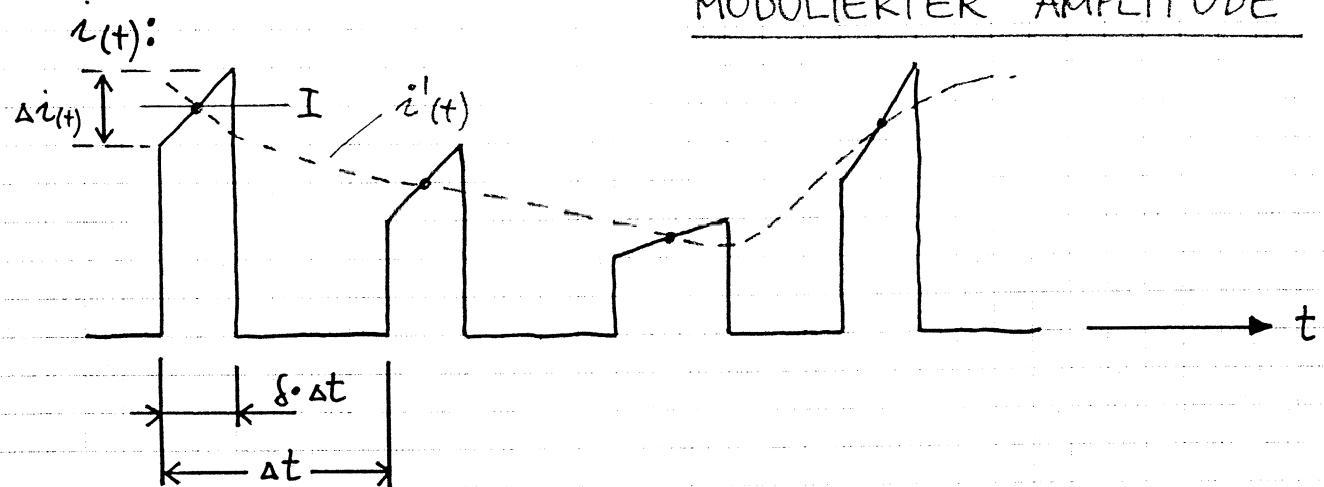
@ 100A: $W_{on} = 12 \text{ mWs}$

$W_{off} = 5 \text{ mWs}$

$W_{off} = 15 \text{ mWs}$

STROMKENNWERTE PULSFÖRMIGER STRÖME

MODULIERTER AMPLITUDE



Verlustenergie die im Intervall Δt in R entsteht:

$$\Delta W = R \cdot \int_0^{\Delta t} i^2 \cdot dt = R \int_0^{\delta \cdot \Delta t} \left[\left(I - \frac{\Delta I}{2} \right) + \frac{\Delta I}{\delta \cdot \Delta t} \cdot t \right]^2 dt$$

$$\Delta W = R \cdot \delta \cdot \Delta t \cdot \left[I^2 + \frac{1}{12} \cdot \Delta I^2 \right]$$

$$\Delta t \rightarrow dt \quad I \rightarrow i'(t) \quad (\text{"HÜLLKURVE"}) \quad \Delta I \rightarrow \Delta i(t)$$

Gesamtverluste im (globalen) Intervall T :

$$W = \int_T dW \quad P = \frac{W}{T} = \frac{1}{T} \int_T dW = \frac{1}{T} \int_T R \cdot \delta(t) \cdot \left(i'^2(t) + \frac{1}{12} \Delta i^2(t) \right) dt \quad \hat{=} I_{RMS}^2 \cdot R$$

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_T \delta(t) \cdot \left(i'^2(t) + \frac{1}{12} \Delta i^2(t) \right) dt$$

$$i_{low, RMS}^2$$

- SPEZIALFALL: Δi vernachlässigbar

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_T \delta(t) \cdot i'^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_T \underbrace{\delta(t) \cdot i'(t)}_{i_{low, AVG}} \cdot i'(t) dt = \frac{1}{T} \int_T i_{low, AVG} \cdot i' dt$$

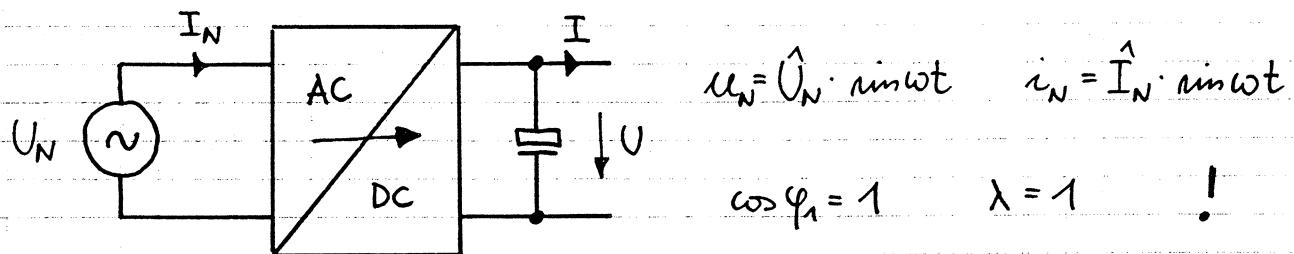
- SPEZIALFALL: Dreieckbetrieb: $\Delta i = 2i'$

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_T \delta(t) \cdot i'^2(t) \left(1 + \frac{4}{12}\right) dt = \frac{4}{3} \cdot \frac{1}{T} \int_T \delta(t) \cdot i'^2(t) dt$$

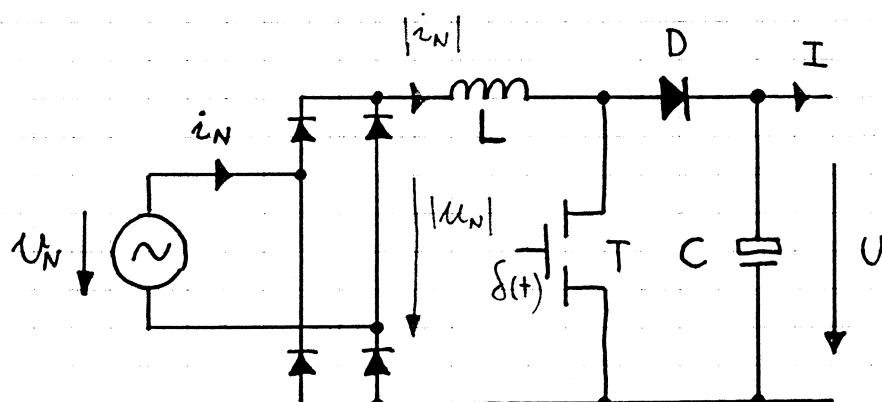
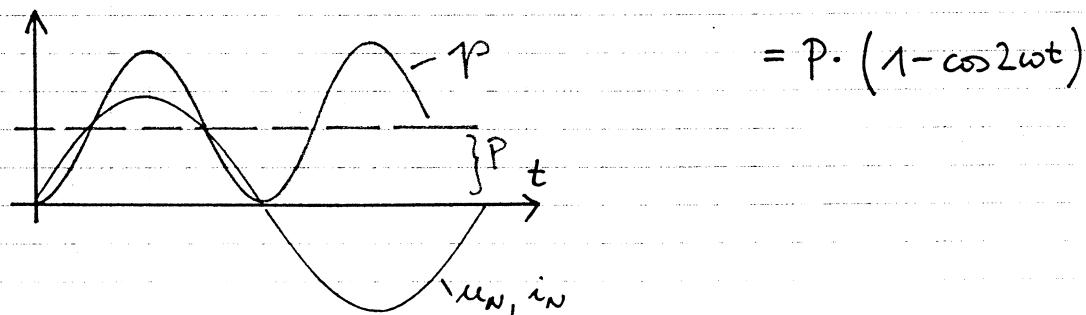
MITTELWERTE:

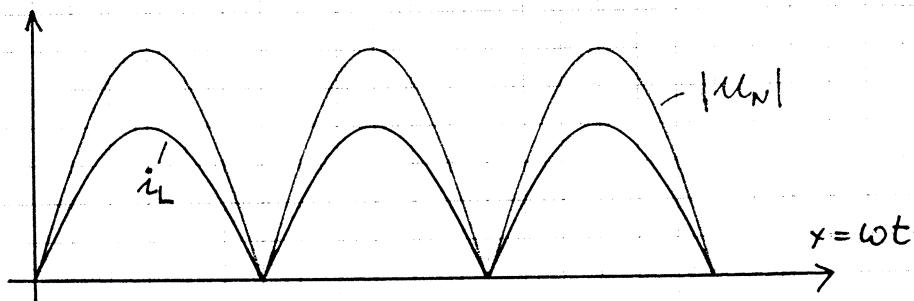
$$I_{AVG} = \frac{1}{T} \int_T \delta(t) \cdot i'(t) dt$$

BEISPIEL: NETZGLEICHRICHTER MIT SINUSFÖRMIGEM NETZSTROM



$$P = U_N \cdot i_N = \hat{U}_N \cdot \hat{I}_N \cdot \sin^2 \omega t = \frac{\hat{U}_N \cdot \hat{I}_N}{2} (1 - \cos 2\omega t) =$$





ANNAHME: • i_L (Schaltfrequenter Rippel) in L vernachlässigbar (L groß!)

- grundschwingungs frequenter (100 Hz)
Spannungsabfall an WL vernachlässigbar
(L klein!)

weil keine Phasenverschiebung

LEISTUNGSGLEICHGEWICHT: $\frac{\hat{U}_N \cdot \frac{I}{2}}{2} = U \cdot I$

STEUERGESETZ: $U \cdot (1 - \delta(x)) = U_N = \hat{U}_N \cdot \sin x$

$$\delta(x) = 1 - M \cdot \sin(x)$$

LEITDAUER TRANSISTOR

$$1 - \delta(x) = M \cdot \sin(x)$$

LEITDAUER DIODE

$$\text{mit } M = \frac{\hat{U}_N}{U} \dots \text{MOD. INDEX}$$

TRANSISTOR:

$$\underline{\underline{I_{T,RMS}^2}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \delta(x) \cdot i_N^2(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - M \cdot \sin x) \cdot (\frac{1}{2} \cdot \sin x)^2 dx = \underline{\underline{I^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{4}{3} \cdot \frac{M}{\pi} \right)}}$$

$$\underline{\underline{I_{T,Avg}^2}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \delta(x) \cdot i_N(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - M \cdot \sin x) \cdot (\frac{1}{2} \cdot \sin x) dx = \underline{\underline{I \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{M}{2} \right)}}$$

DIODE:

$$\underline{\underline{I_{D,RMS}^2}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - \delta(x)) \cdot i_N^2(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} M \cdot \sin(x) \cdot (\frac{1}{2} \cdot \sin x)^2 dx = \underline{\underline{I^2 \cdot \frac{4}{3} \cdot \frac{M}{\pi}}}$$

$$\underline{I_{D,AVG}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (1 - \delta(x)) \cdot i_N(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} M \cdot \sin(x) \cdot \hat{I} \cdot \sin x dx = \underline{\hat{I} \cdot \frac{M}{2}}$$

INDUKTIVITÄT:

$$\underline{I_{L,RMS}^2} = \underline{I_{N,RMS}^2} = \underline{\hat{I}^2 \cdot \frac{1}{2}}$$

$$\underline{I_{L,AVG} = \hat{I} \cdot \frac{2}{\pi}}$$

AUSGANGSKONDENSATOR:

(ohne Folgebelastung!)

$$\underline{I_{C,RMS}^2} = \underline{I_{D,RMS}^2} - \underline{I^2}$$

Leistungsauftrag in den ZK-Kondensator

$$\underline{p} = \underline{U} \cdot \underline{i_D} = \underline{U} \cdot i_N(x) \cdot (1 - \delta(x)) = \underline{U} \cdot i_N(x) \cdot M \cdot \sin x$$

$$= \underline{U \cdot \hat{I} \cdot \sin x \cdot M \cdot \sin x} = \underline{\hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \sin^2 x} \rightarrow 100 \text{ Hz } f_{KK} \checkmark$$

ZAHLENWERTE:

$$U_N = 230 \text{ V}_{eff.}$$

$$P_{out} = 1400 \text{ W} \quad (400 \text{ V} / 3.5 \text{ A})$$

$$U = 400 \text{ V}$$

Anneline:

$$\eta = 0.95 \quad (5\% \text{ Gesamtverluste} \hat{=} 70 \text{ W})$$

$$P_N = P_{out} + 5\% = 1400 \text{ W} + 70 \text{ W} = 1470 \text{ W}$$

$$I_N = \frac{P_N}{U_N} = \frac{1470 \text{ W}}{230 \text{ V}} = 6.4 \text{ A}_{eff.} \rightarrow \underline{\hat{I} = I_N \cdot \sqrt{2} = 9 \text{ A}}$$

$$\underline{\hat{U} = U_N \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V}}$$

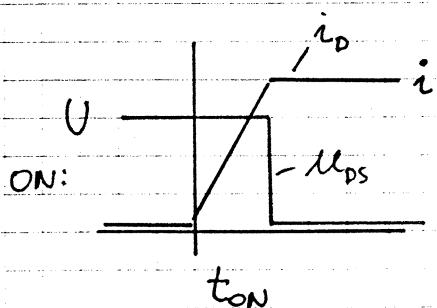
$$\underline{M = \frac{\hat{U}}{U} = \frac{325 \text{ V}}{400 \text{ V}} = \frac{13}{16} = 0.8125}$$

	I AVG	I RMS	I PEAK
T	$\hat{I} \cdot \left(\frac{2}{\pi} - \frac{M}{2} \right)$ 2,073A	$\hat{I} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3} \frac{M}{\pi}}$ 3,545A	\hat{I} 9A (+ΔI)
D	$\hat{I} \cdot \frac{M}{2}$ 3,656A	$\hat{I} \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \frac{M}{\pi}}$ 5,285A	\hat{I} 9A (+ΔI)
L	$\hat{I} \cdot \frac{2}{\pi}$ 5,73A	$\hat{I} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$ 6,4A	\hat{I} 9A
C _o	0	$\hat{I}^2 \cdot \sqrt{\frac{4}{3} \frac{M}{\pi} - \frac{M^2}{4}}$ 3,8A	$\hat{I} - I = \hat{I} \left(1 - \frac{M}{2} \right)$ 5,35A

$$I_{RMS}^2 = I_{D,RMS}^2 - I^2 = \hat{I}^2 \cdot \frac{4}{3} \frac{M}{\pi} - \hat{I}^2 \cdot \frac{M^2}{4} = \hat{I}^2 \left(\frac{4}{3} \frac{M}{\pi} - \frac{M^2}{4} \right)$$

$$J \cdot \hat{I} = 2 \cdot U \cdot I \rightarrow I = \frac{U \cdot \hat{I}}{2J} = \frac{M}{2} \cdot \hat{I}$$

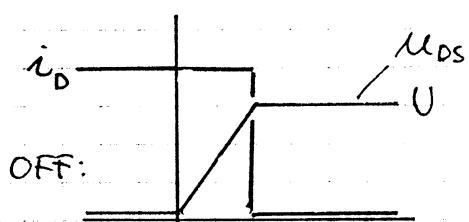
SCHALTVERLUSTE:



$$W_{ON} = \frac{(U \cdot i_{(x)})}{2} \cdot t_{on} \dots \text{EINSCHALTEN}$$

o. T

$$W_{OFF} = \frac{U \cdot i_{(x)}}{2} \cdot t_{OFF}$$



$$W_S = W_{ON} + W_{OFF} = U \cdot i_{(x)} \cdot t_s$$

für $t_{on} = t_{OFF} = t_s$

↑ Verlustenergie je Peaksperiode T_p

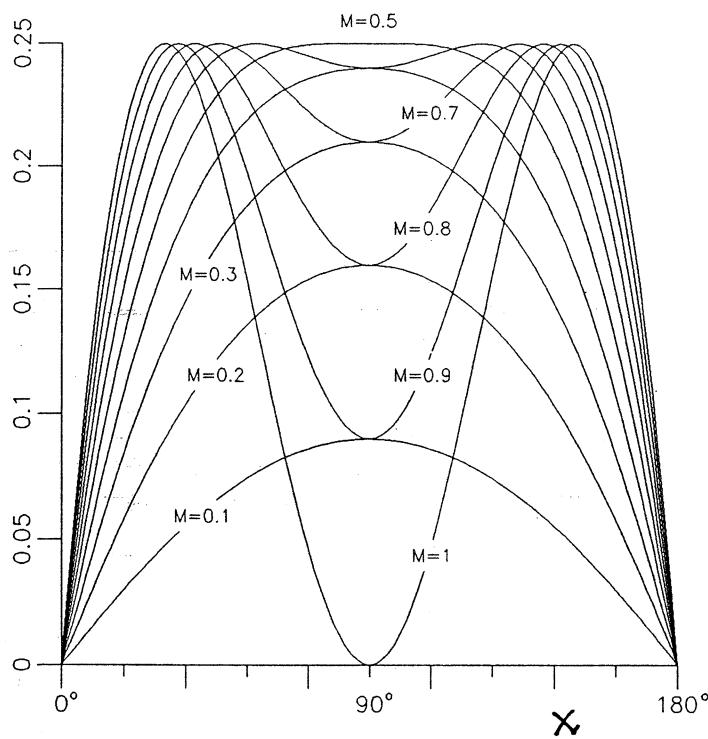
$$P_S = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} p(x) dx = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U \cdot i_{(x)} \cdot t_s \cdot f_p dx = U \cdot t_s \cdot f_p \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{(x)} dx = U \cdot \hat{I} \cdot t_s \cdot f_p \cdot \frac{2}{\pi}$$

STROMRIPPEL:

$$\mu = L \frac{di}{dt}$$

bei konstanter
Pulsfrequenz f_p

$M \cdot \sin x (1 - M \cdot \sin x)$:



$$U_N \cdot S \cdot T_p = L \cdot \Delta i$$

$$U \cdot \underbrace{\left(\frac{U}{U} \cdot \sin(x) \cdot (1 - M \cdot \sin(x)) \right)}_M = L \cdot f_p \cdot \Delta i(x)$$

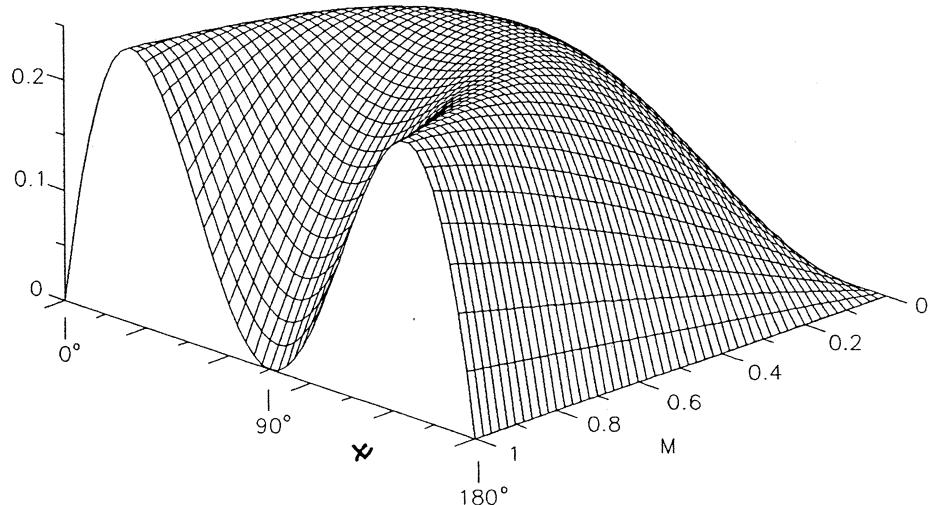
$$\Delta i(x) = \frac{U}{L \cdot f_p} M \cdot \sin x (1 - M \cdot \sin x)$$

maximal $\frac{1}{4}$

$$\Delta i(x) = \Delta I_{\max} \cdot 4 M \cdot \sin x (1 - M \cdot \sin x)$$

mit

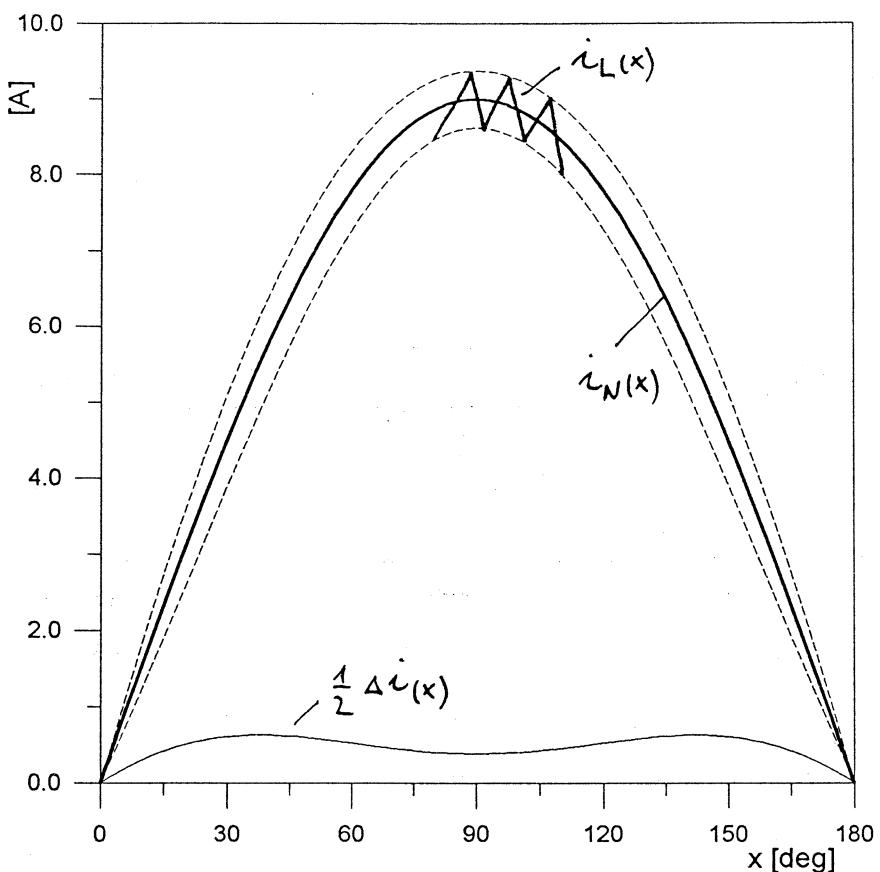
$$\Delta I_{\max} = \frac{U}{4 \cdot L \cdot f_p}$$



mit $L = 400 \mu\text{H}$ u. $f_p = 200 \text{ kHz}$

$$\underline{\Delta I_{\max}} = \frac{U}{4 \cdot L \cdot f_p} = \frac{400 \text{ V}}{4 \cdot 400 \mu\text{H} \cdot 0,2 \text{ MHz}} = \underline{1,25 \text{ A}}$$

($\hat{I} = 9 \text{ A}$... Δi für die Verlustleistungsberechnung vernachlässigt!)



BAUTEILAUSWAHL:

T: IXFH 26 N50 500V/26A - FET v. IXYS , TO 247

maximale
Grenzwerte
bei reziproker Temperatur
ohne Schaltverluste
bei starker Kühlung

D: 3x BYW 81-200 in Serie

200V/12A - Diode TO 220

C: 2x $470 \mu\text{F}$ / 450V || 35mm ϕ x 50mm CDE 380LX

für längere Lebensdauer
Temperatur zulässig
bei nur einem Kond.

$I_{ans} = 3.5 \text{ A}$

VERLUSTE:

$$T: \quad P_{T,L} = R_{PS,ON} \cdot I_{T,RMS}^2 = 0,3\Omega \cdot 3,545^2 A^2 = 3,8W$$

↑ bei $T_j = 100^\circ$

$$\underline{P_s = U \cdot \hat{I} \cdot t_s \cdot f_p \cdot \frac{2}{\pi}} = 400V \cdot 9A \cdot 50\mu s \cdot 200kHz \cdot \frac{2}{\pi} = 22,9W$$

$$D: \quad P_{D,L} = U_o \cdot I_{D,AVG} + r_D \cdot I_{D,RMS}^2 = 0,66V \cdot 3,656A + 7m\Omega \cdot 5,285^2 A^2$$

2,4W 0,2W

$$= 2,6W / \text{pro Diode}$$

$$\text{insgesamt: } \underline{P_{D,L} = 3 \cdot 2,6W = 7,8W}$$

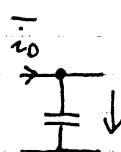
$$L: \quad \underline{P_L = I_{L,RMS}^2 \cdot R_{ESR,L} = 6,4^2 A^2 \cdot 50m\Omega = 2W}$$

$$C: \quad \underline{P_C = I_{C,RMS}^2 \cdot R_{ESR,C} = 3,8^2 A^2 \cdot 75m\Omega = 1W}$$

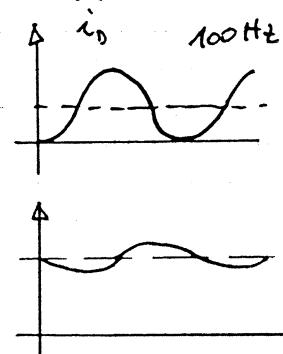
$$\text{Gesamtverluste: } \underline{P_V = 3,8W + 22,9W + 7,8W + 2W + 1W = 37,5W}$$

ohne Steuerelektronik!

100Hz-SPANNUNGSRIPPEL AM AUSGANGSKONDENSATOR



$$C = 2 \cdot 470 \mu F \\ = 940 \mu F$$



$$p = \hat{U} \cdot \hat{I} \cdot \sin^2 x = U \cdot \hat{i}_D \quad \hat{i}_o = \frac{\hat{U}}{U} \cdot \hat{I} \sin x = M \cdot \hat{I} \cdot \sin^2 x$$

Spannungsregelung,
die 100Hz nicht
beeinflusst → keine Regelung
nicht tunen die
schwundet

$$\hat{I}_{100Hz} = \frac{1}{2} \cdot M \cdot \hat{I} = \frac{1}{2} \cdot \frac{13}{16} \cdot 9A = 3,656A$$

$$\hat{U}_{C,100Hz} = \hat{I}_{100Hz} \cdot X_C = \frac{\hat{I}_{100Hz}}{\omega \cdot C} = \frac{3,656A}{2\pi \cdot 100 \cdot 0,94\mu F}$$

$$\underline{\hat{U}_{C,100Hz} = 6,2V \quad (= \pm 1,55\% !)}$$

SIEMENS

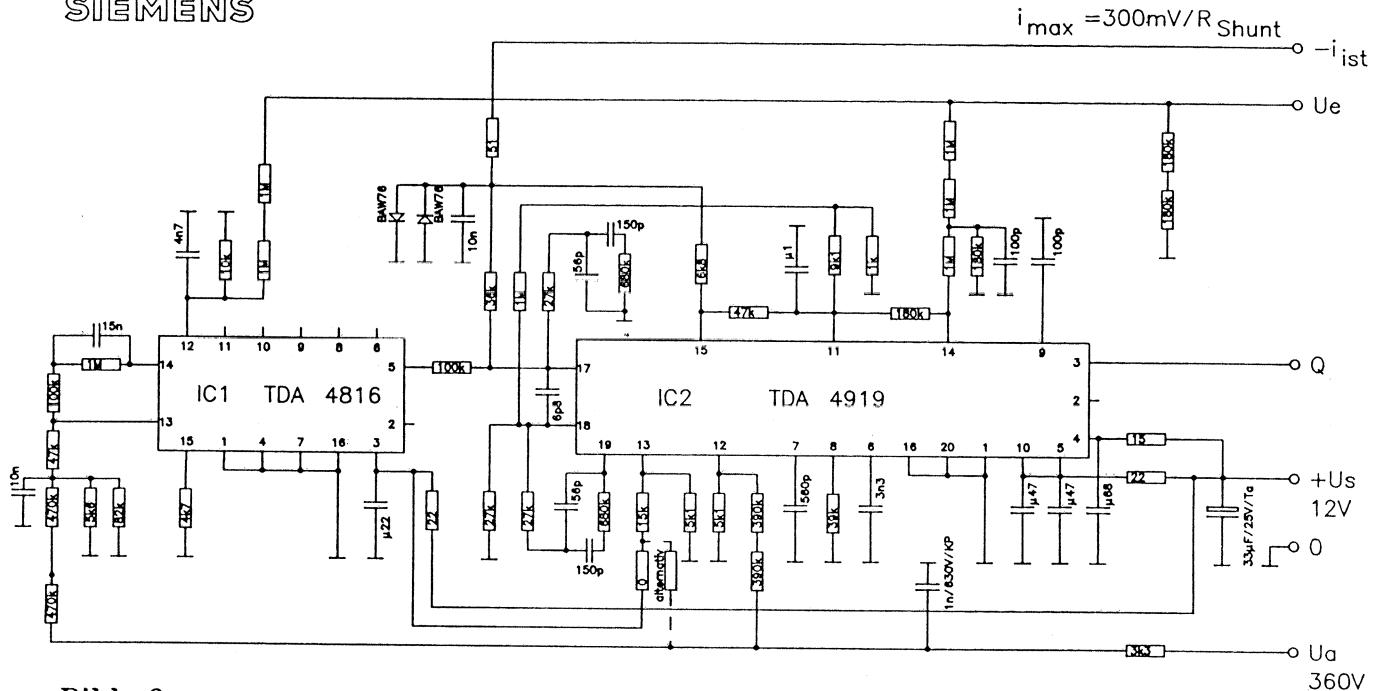


Bild 6

Schaltbild einer Steuerschaltung mit TDA 4816 und TDA 4919 für ein aktives Oberschwingungsfilter mit konstanter Betriebsfrequenz (50kHz)

*auftrag2_d

16.02.90

HL AE/IE PD22

5

SIEMENS

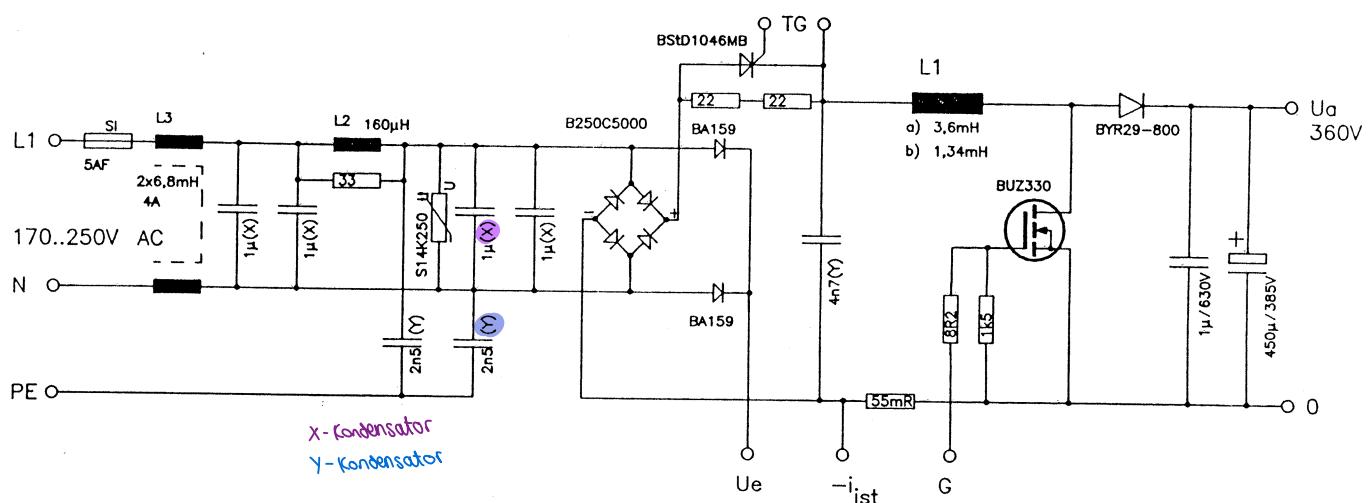


Bild 5

Schaltbild eines aktiven Oberschwingungsfilters für 600W Ausgangsleistung mit konstanter Betriebsfrequenz und trapezförmigem Stromverlauf in den Halbleitern

L1: a) 3.6mH/4A 3x B82603-G-C12
b) 1.34mH PM62/49 N27 AL=315, 65Wdg.

L2: 160μH, EF32 N27 2mm Luftspalt, 43Wdg.

auftrag000

16.02.90 HL AE/IE PD22

1. GRUNDLAGENANWENDUNG ALS:

- FREILAUFDIODEN

anstatt Diode
→ MOSFET für

- GLEICHRICHTERDIODEN

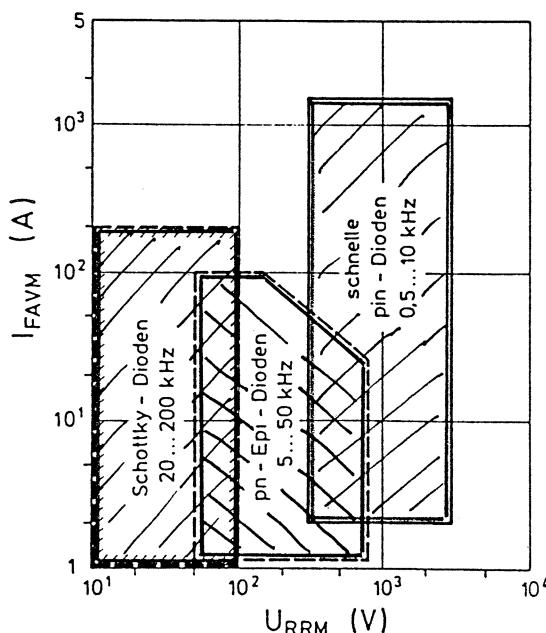
weniger
Schaltverluste
⇒ Schaltung
komplizierter

- IN BESCHALTUNGSKREISEN

- IN ANSTEUERKREISEN

WARUM SIND SCHNELLE DIODEN VON GR. BEDEUTUNG?GEFORDERTE EIGENSCHAFTEN:

- geringe Sperrverzugszeit, Sperrverzugsladung
- geringes dI/dt beim Stromabriß („soft“)
- geringe dynamische Flussspannung
- geringe Flussspannung
- hohe Sperrfähigkeit

VERWENDETE TECHNOLOGIEN:

- SCHOTTKY

($< 100V$)

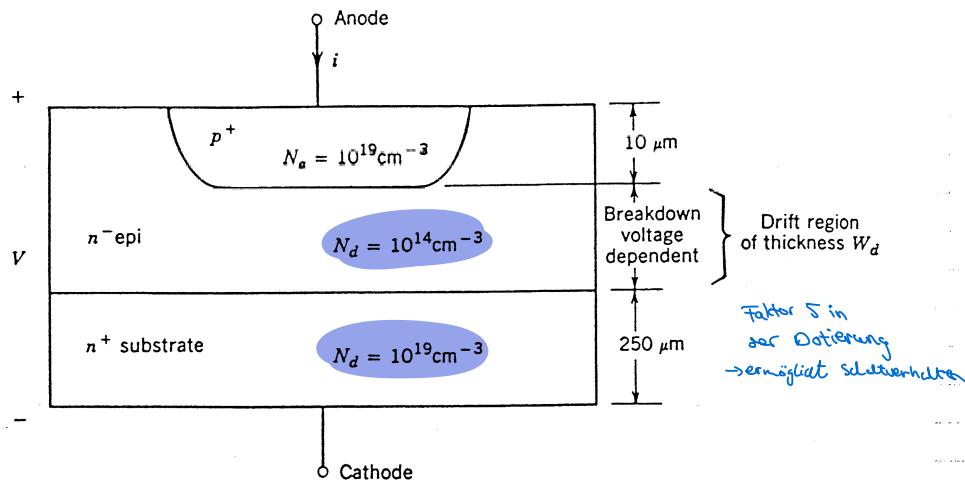
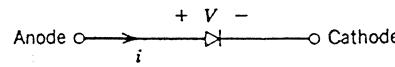
- PN

($200V$ | $600V$ | $1000V$)

- SONDERFORMEN

Spannungs-, Strom- und Frequenzbereich der verschiedenen Arten schneller Leistungsdioden

2. AUFBAU

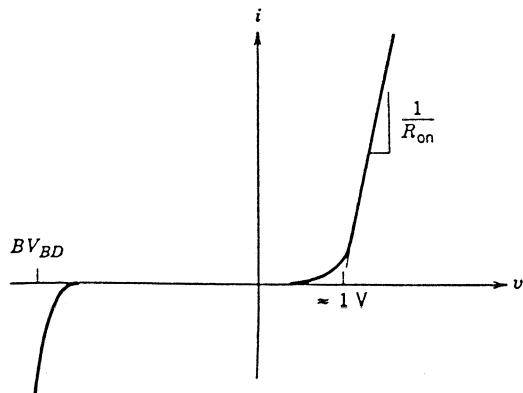


A cross-sectional view of a *pn* junction diode intended for power applications. The circuit symbol is also shown with anode and cathode designations. The cross-sectional view of a high power diode is shown in Figures 19-6 and 19-7.

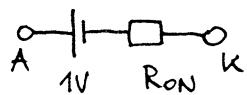
- VERTIKALE STRUKTUR
- NIEDRIG DOTIERTE DRIFTZONE F. HOHE SPERRSPANNUNG!
(max. Sperrspannung von Dotierung und Länge der Driftzone!) (keine Driftzone bei Kleinsignaldioden!)
- DRIFTZONE: NIMMT SPERRSPANNUNG AUF
WÜRDE HÖHEN OHMSCHEN WID. IM DURCHLASS-BER.
ERGEBEN WENN NICHT LEITFÄHIGKEITSMODULATION
STATTFINDEN WÜRDE!

3. KENNLINIE

- KLEINSIGNALDIODE: e-POTENT ($V_{\infty} \ln I$)
- LEISTUNGSDIODE: OHMSCHER ANTEIL
(e-POT. + R)



ESB:

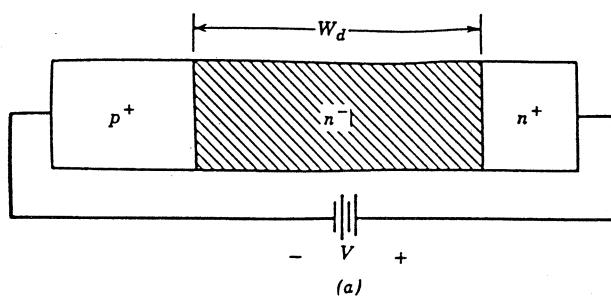


I-V characteristic of a *pn* junction diode. The reverse bias portion of the characteristic shows avalanche breakdown at BV_{BD} . The exponential $i-v$ relationship in forward bias expected from signal level diode characteristics is masked by the ohmic resistance R_{on} in power diodes.

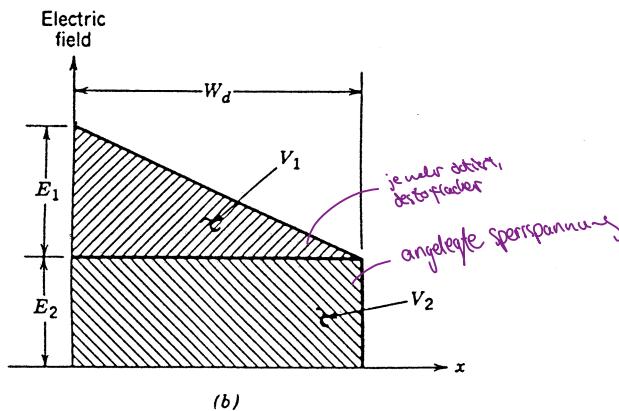
4. DURCHBRUCHSSPANNUNG

Kleine Durchbruchsspannung verlangt nach geringer Dotierung und großer Dicke der Driftzone (für non-punch-through)

PUNCH - THROUGH



(a)



Punch-through in a reverse biased power diode:
 (a) reverse biased diode with the depletion layer extending completely across the drift region, sometimes called the punch-through condition;
 (b) electric field profile of punch-through condition in a reverse biased diode.

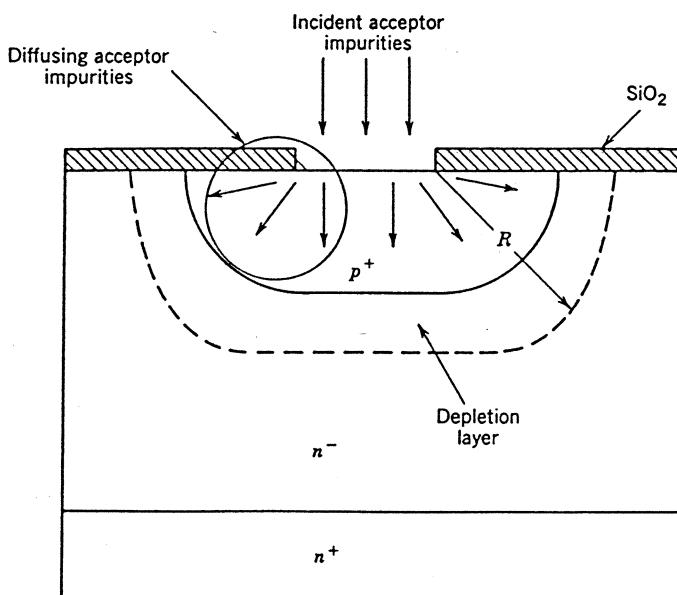
$$E_{BD} = E_1 + E_2 = N_d \cdot W_d \cdot \frac{q}{\epsilon} + \frac{W_d}{V_2}$$

$$BV = E_{BD} \cdot W_d - \frac{q}{2\epsilon} N_d \cdot W_d^2 \rightarrow N_d \text{ klein!}$$

geringe Dotierung Nd (bei punch-through) führt aber auf gr. ohmschen Wid. in Vorwärtsrichtung (spielt aber kaum Rolle die LEITFÄHIGKEITSMODULATION (nicht bei Majoritätsbrennlementen; SCHOTTKY!)).

RANDFELDER

MÖGL. GERINGE KRÜMMUNG DAMIT KEINE "SPITZENWIRKUNG"
(SONST VERRINGERUNG DER DURCHBRUCHSSPANNUNG)

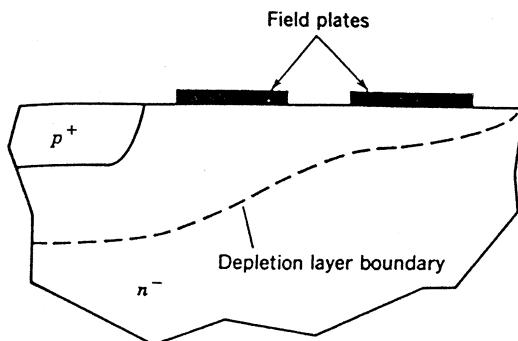


A pn junction formed by a masked diffusion of impurities into the substrate. The lateral diffusion of impurities gives rise to a curvature of the pn junction boundary and thus to the depletion layer. The smaller the radius of curvature R , the lower the breakdown voltage becomes.

$R >$
→ LANGE
DIFFUSIONSSZEIT
FÜR p^+ -GEBIET

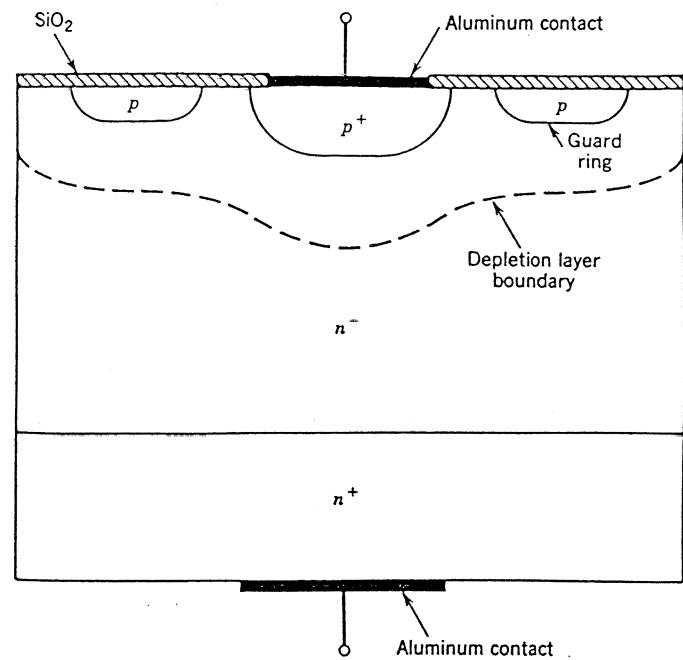
BESSER:

FIELD-PLATES



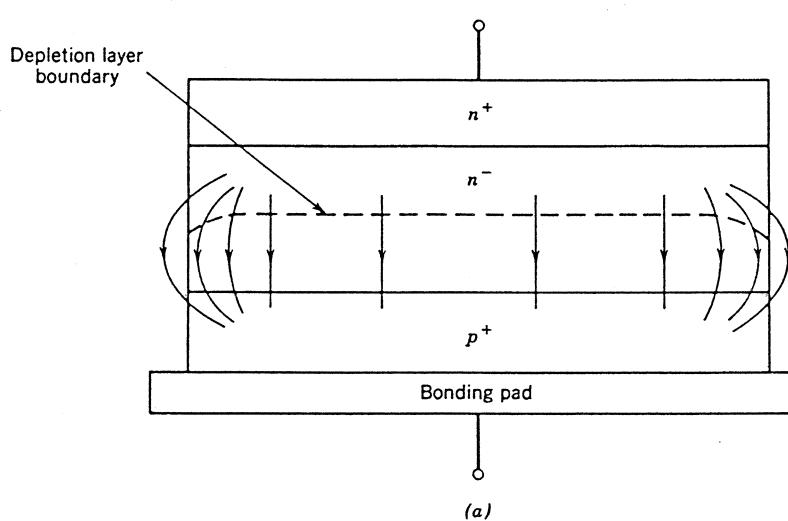
Use of field plates in a pn junction diode to control the depletion layer boundary curvature in order to keep breakdown voltages from being reduced.

ODER GUARD-RING:

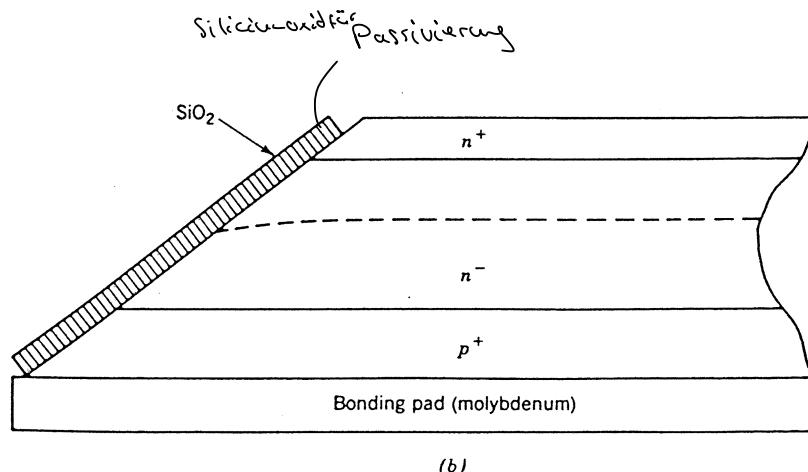


A pn junction diode with both an n^- type drift region and guard rings for improved breakdown voltage capabilities. The guard rings help to prevent the depletion layer from having too small a radius of curvature.

BEHERRSCHUNG D. STREUFEELDES (WENN DRIFTZONE BIS AN DIE OBERFLÄCHE DES BAUTEILES !)



BEHERRSCHUNG D. STREUFEELDES (WENN DRIFTZONE BIS AN DIE OBERFLÄCHE DES BAUTEILES !)

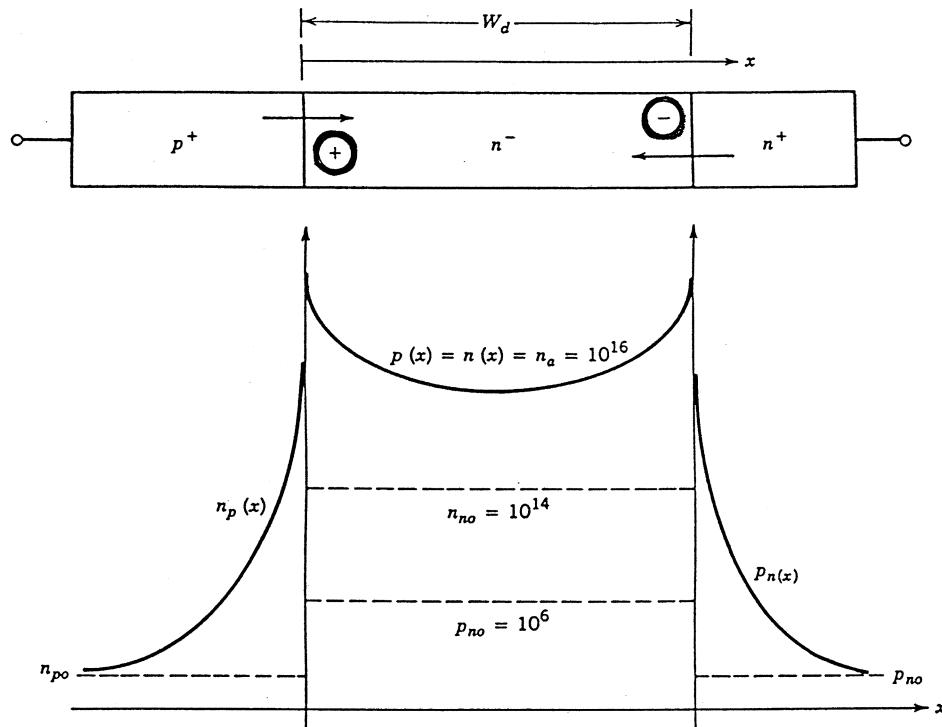


abschrägen
Kastillierung

(a) Depletion layer intersection with a semiconductor surface and attendant field crowding, and (b) the use of topological contouring (beveling in this example) to minimize field crowding due to depletion layer curvature.

5. PN-DIODE IN VORWÄRTSRICHTUNG - LEITFÄHIGKEITSMODULATION

- INJEKTION VON LÖCHERN AUS DEM P+ - GEBIET IN DIE N-DRIFTZONE („MINORITYSLADUNGSTRÄGER“)
- BEI HOCHINJEKTION AUCH INJEKTION VON ELEKTRONEN VON DER N+-ZONE IN DIE DRIFTREGION



Carrier distributions in a forward biased power diode structure with a lightly doped drift region. Note how the excess carriers are injected into the drift region from both ends. The average value of the excess carriers, n_a is large compared with n_{no} , the majority carrier density in the drift region.

WENN DIE DIFFUSIONSLÄNGE $L > w_d$, ENTSTEHT IN DER DRIFTZONE EINE NÄHERUNGSWEISE KONST. LADUNGS-TRÄGERVERTEILUNG $n_a \gg n_{no}$ (> 100 -Fach!)
 → SIGNIFIKANTE ERHÖHUNG DER LEITFÄHIGKEIT IN DER DRIFTZONE

Spannung an der Driftzone: $U_{dr} \approx J_F$ („ohmsch“)

Sp. an der Diode: $U_D = U_j + U_{dr} \stackrel{\text{PN}}{\approx} U_o + r_D \cdot I_F$

PN-DIODE IST MINORITÄTS-TRÄGER-BAUTEIL (BIPOLARES["]-BAUTEIL) WIE AUCH Z.B. BIPOLARTRANSISTOR,
THYRISTOR, IGBT, GTO, ...

$$\underline{U_{dr} \approx J \cdot BV}$$

BEI MAJORITÄTS-TRÄGER-BAUTEILEN
(Z.B. SCHOTTKY-DIODE, MOSFET):

$$\underline{U_{dr} \sim J \cdot BV^2}$$

- BIPOLARE BAUTEILE F. HÖHERE SPANNUNGEN
- MAJORITÄTSBAUTEILE F. NIEDRIGE SPANNUNGEN
- NACHTEILE V. BIP. BAUTEILEN: SCHALTVERHALTEN

6. SCHALTVERHALTEN VON PN-LEISTUNGSDIODEN (BIP. !)

Abhängig von:

- BAUTEIL (DIODE)
- EXTERNE SCHALTUNG

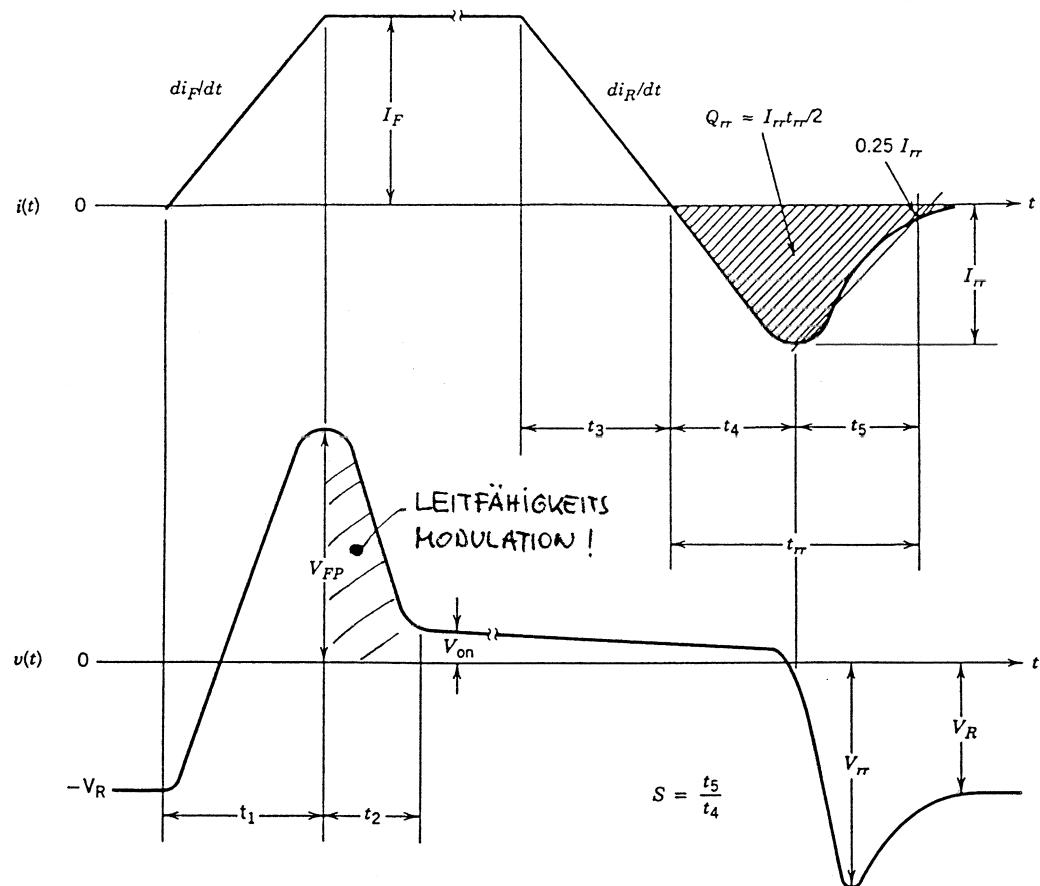
EINSCHALTEN

1. Entladen der Sperrkapazität

2. Strom über die noch rel. hochohmige
Driftzone

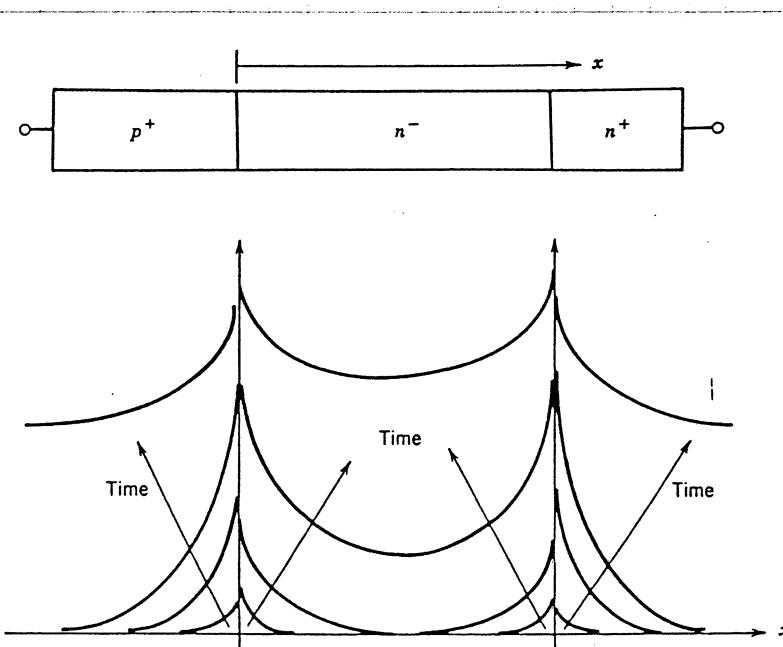
3. Verringerung der Flussspannung auf
stationären Wert durch Leitfähigkeitmodulation

→ Diode hat dynamische Flussspannung $U_{fp} \gg U_{on}$
($U_{fp} \approx \dots$ für Kleinsignaldioden!)



Voltage and current waveforms for a power diode driven by currents with a specified rate of rise during turn-on and a specified rate of fall during turn-off.

- V_{fp} kann einige 10 V betragen!

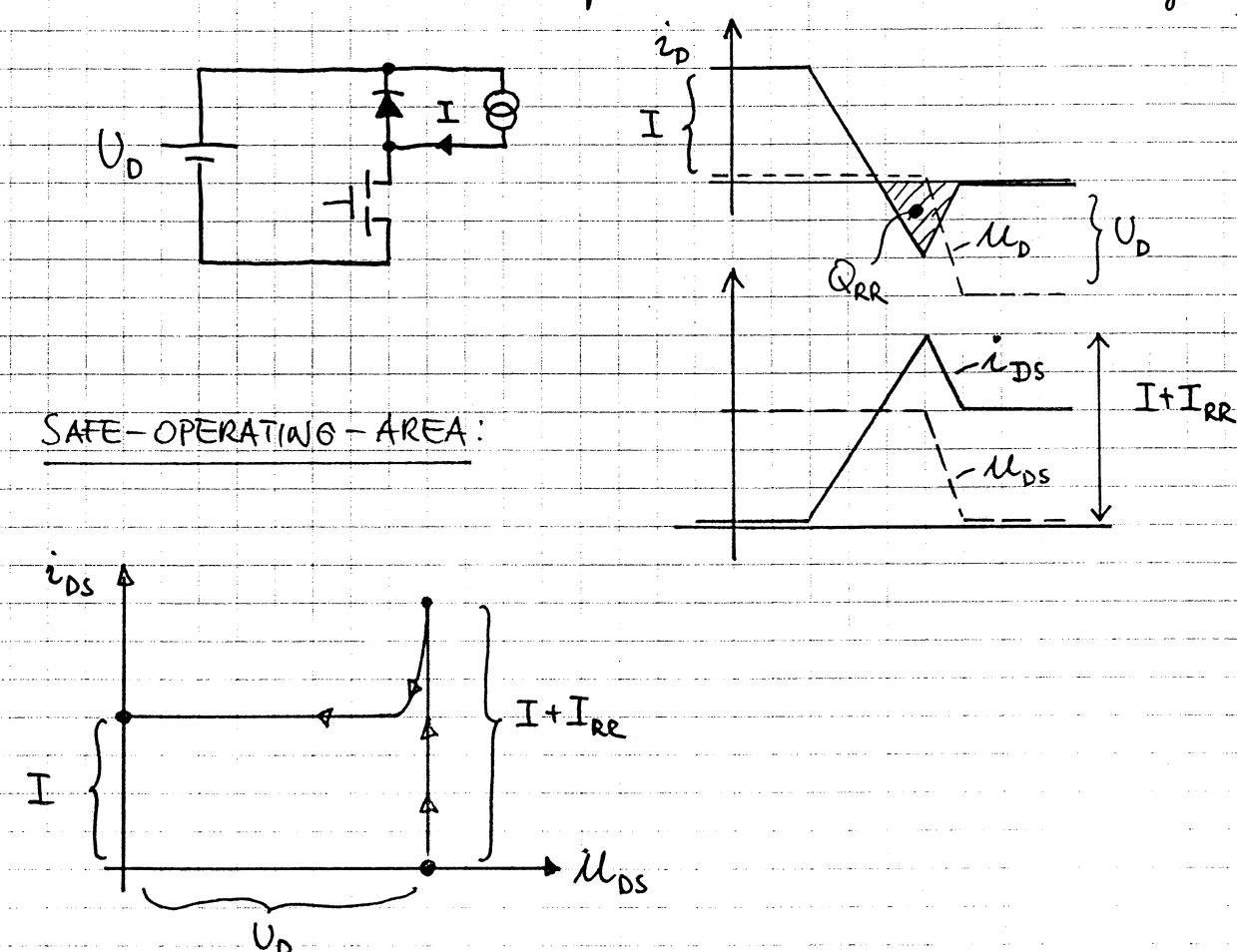


Growth of the excess carrier distribution during the turn-on of a power pn junction diode. Note that the carriers are injected into the drift region from both ends.

ABSCHALTEN

1.) Abbau der Minoritätsladungsträger in der Driftzone durch Rekombination und Rückstrom.

2.) Erst dann kann die Diode Spanspannung aufnehmen! (Spannung tritt u.U. bis zu diesem Zeitpunkt am Transistor auf!)



TRANSISTOR WIRD BEIM EINSCHALTEN EXTREM BELASTET
(LASTSTROM + RÜCKSTROM bei voller SPANNUNG!)

gutes Schaltverhalten: • geringes t_{RE} , I_{RE} , Q_{RR}

- geringe Minoritätsträgerdichte
- geringe Ladungsträger-Lebensdauer

- WIDERSPRUCH ZU GUTEM DURCHLASSVERHALTEN

→ hohe Minoritätsdichte

KOMPROKISS zw. SCHALT- u. DURCHLASSVERHALTEN!

$$t_{rr} \approx BV \quad I_{re} \approx BV \quad U_d \approx BV$$

je höher die Durchbruchspannung BV umso schlechter
(Schalt- u. Durchlassverhalten) wird die Diode

→ Diode spannungsmäßig nicht zu großzügig dimension.

→ ggf. Serenschaltung von niederspannenden Dioden!

Vergleich von 12A-Dioden:

50V - 200V : BYW 81: 0,85V / 35μs (25μs)

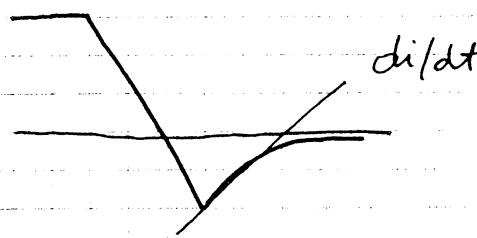
200V - 400V : BYT 12-200/400: 1,4V / 50μs

600V - 800V : BYT 12-600/800: 1,7V / 65μs

1000V : BYT 12-1000: 1,8V / 75μs

SOFT-RECOVERY-DIODEN (SOFT-REC.-VERHALTEN)

- geringes (definiertes) di/dt beim Stromabriß



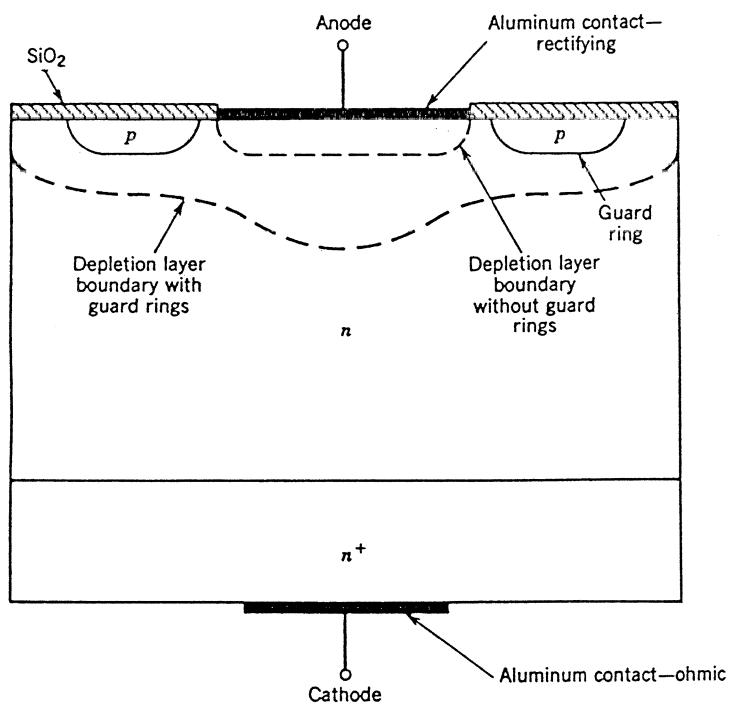
WICHTIG ZUR BEGRENZUNG
DER SCHALTÜBERSPANNUNGEN

- Realisierung durch „Lebensdauerdotierung“ mit Gold oder Platin!

7. SCHOTTKY - DIODEN

11

METALL - HALBLEITER - KONTAKT → KEINE MINORITÄTEN



Cross-sectional view of a Schottky diode. A guard ring structure is also shown for improving the breakdown voltage capability of the diode.

DURCHLASSCHARAKTERISTIK:

wg. Metall-HL-Kont.: „Schnellspannung“ $\sim 0,3 \dots 0,4 \text{ V}$

aber keine Leitfähigkeitmodulation

→ hoher Spannungsabfall bei höheren Durchbruchsspannungen BV

- rel. hohe Sperrströme (insbes. bei höheren Temp. und höheren BV)

SCHOTTKY-DIODE IDEAL IM SPANNUNGSBEREICH

UNTER 100V (ev. 200V)

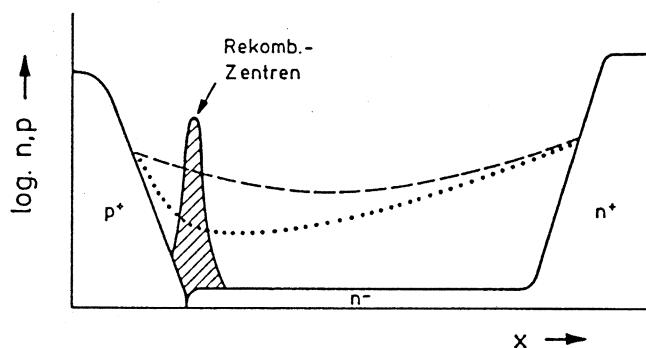
AUCH FÜR HOHE STRÖME (200A)

SCHALTVERHALTEN

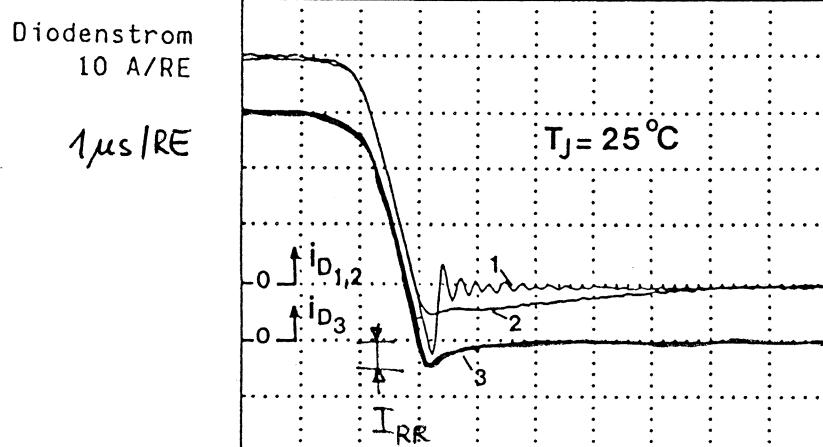
- „IDEAL“ DA MAJORITÄTSTRÄGERBAUTEIL
gutes Ein- und Ausschaltverhalten
(geringe U_{FP} , geringes I_{RR})
- Schaltverhalten ist allerdings auch bei PN-Dioden mit vergleichbarer BV nicht schlecht!
besonders

8. NEUERE ENTWICKLUNGEN

PROTONENBESTRAHLTE PN - DIODE

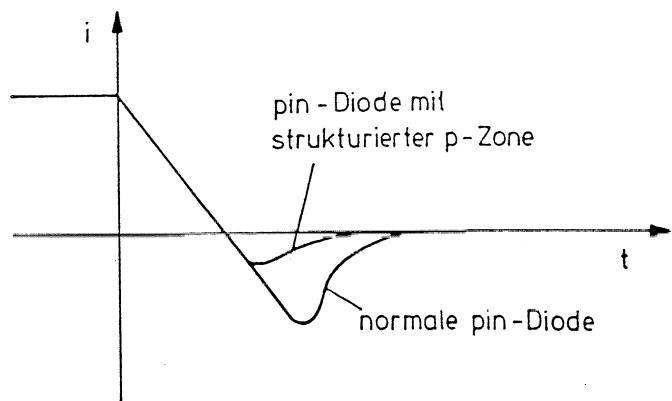
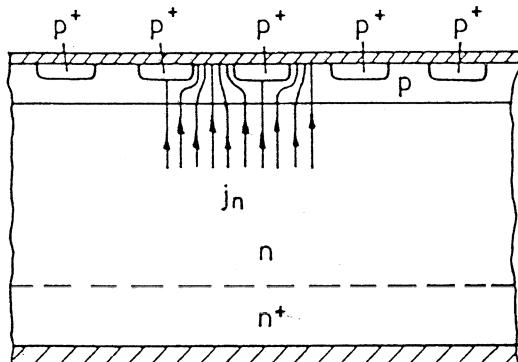


EINBAU TIEFLIEGENDER
REKOMB. ZENTREN ZUR
LEBENDAUERSTEUERUNG
DURCH HOCHENERGETISCHE
PROTONEN-BESTRAHLUNG



- 1: e^- - BESTRAHLUNG
- 2: PROT.-BESTR.
- 3: $e^- + \text{PROT.} - \text{BESTR.}$

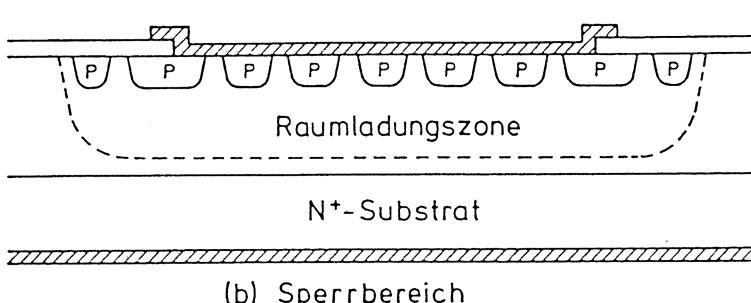
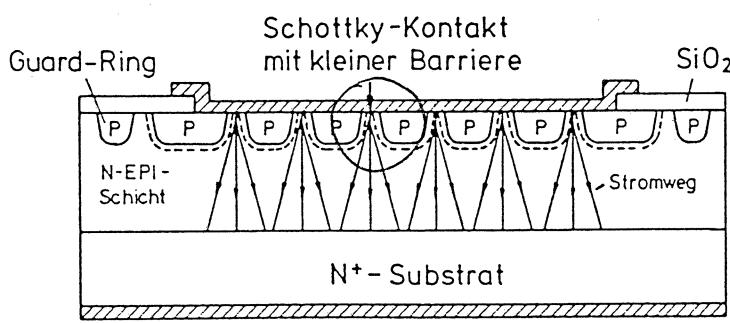
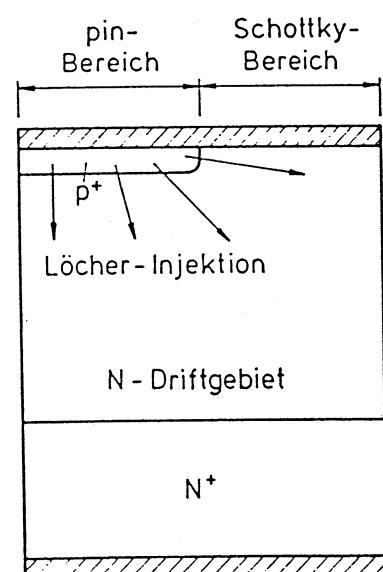
PN-DIODE MIT STRUKTURIERTEM P-GEBIET



MPS-DIODE

(Merged-Pin-Schottky -)

Schottky - Diode mit paralleler PN - Injektionsdiode

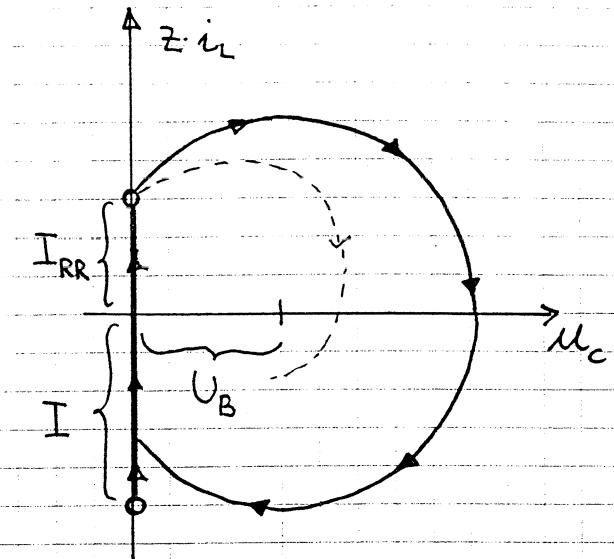
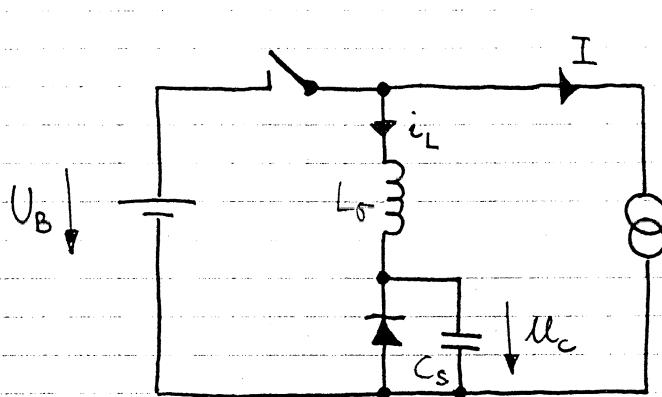


JBS-DIODE

(Junction-Barrier-Schottky -)

„Abschirmung“ des Schottky - Kontaktes bei höheren Spanspannungen

9. BESCHALTUNGSELEMENTE - SNUBBER



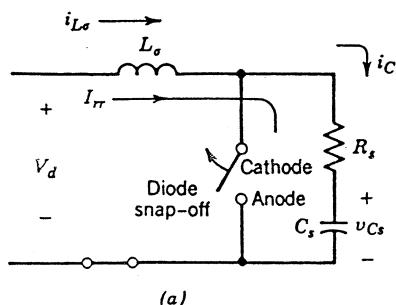
$$z = \sqrt{\frac{L_0}{C_s}}$$

$$\hat{U}_c = U_B + \sqrt{U_B^2 + (z \cdot I_{RR})^2} = U_B \cdot \left[1 + \sqrt{1 + C_{base}/C_s} \right]$$

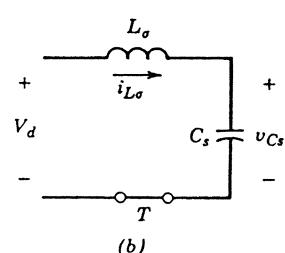
mit $C_{base} = L_0 \cdot \left(\frac{I_{RR}}{U_B} \right)^2$

C_{base} ... Energie äquivalenter Kondensator zu $L_0 \cdot I_{RR}^2$

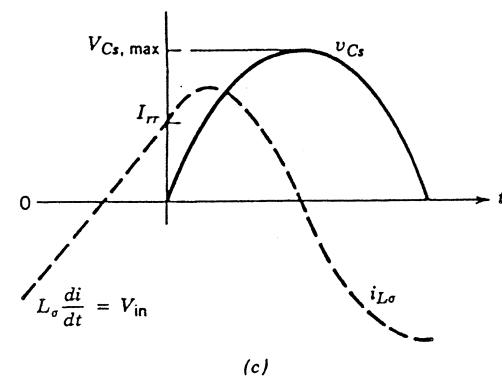
für $C_s = C_{base}$: $\hat{U}_c = 2,41 \cdot U_B$!



(a)



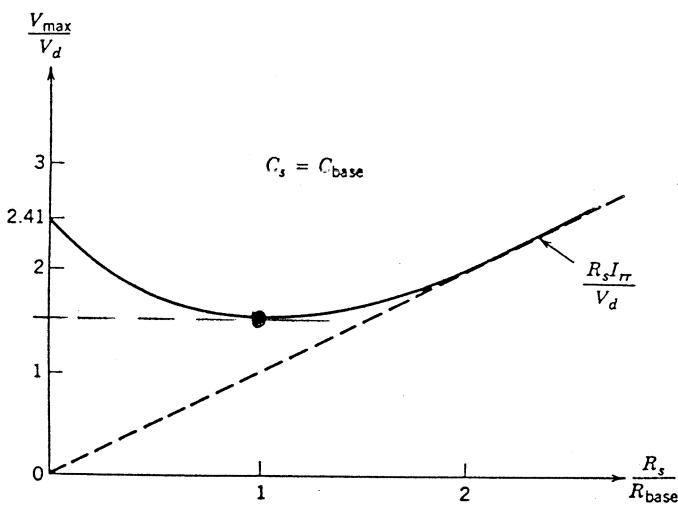
(b)



(c)

(a) Equivalent circuit of the step-down converter at the instant of diode reverse-recovery current snap-off, and (b) the simplification that results when the snubber resistance is zero. (c) The voltage and current waveforms for $R_s = 0$ and $C_s = C_{base}$.

REDUKTION VON V_d DURCH EINFÜGEN EINES OHMSCHEN WID. IN SERIE ZU C_s (RC-SNUBBER!).



f. ges. Verhältnis

C_s / C_{base} existiert

optimales R_s

$$R_{\text{base}} = \frac{U_B}{I_{RR}}$$

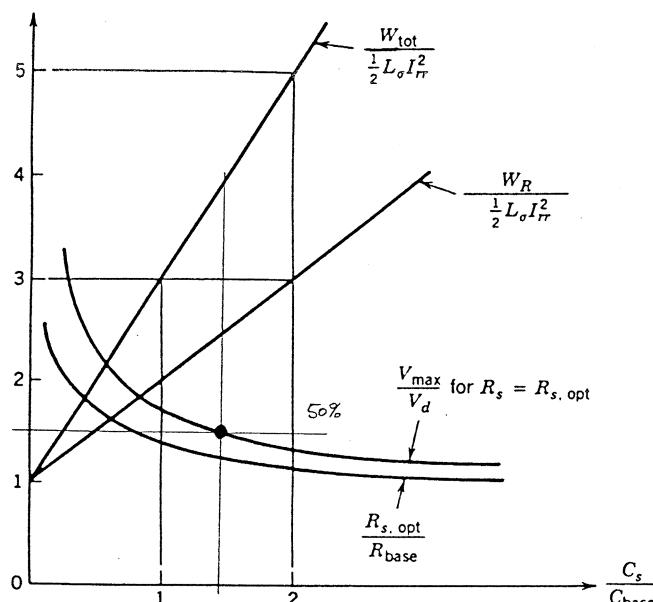
hier V_d

(Normierung!)

ENERGIEVERHÄLTNISSE:

in R_s umgesetzte Energie: $W_R = \frac{1}{2} L_o I_{rr}^2 + \frac{1}{2} C_s U_B^2$

Energie am Ende in C_s : $W_{Cs} = \frac{1}{2} C_s U_B^2$ (geht verloren beim nächsten Einschalten!)
 ges. Verluste: $W_{\text{tot}} = W_R + W_{Cs}$
 $= \frac{1}{2} L_o I_{rr}^2 (1 + 2 C_s / C_{\text{base}})$

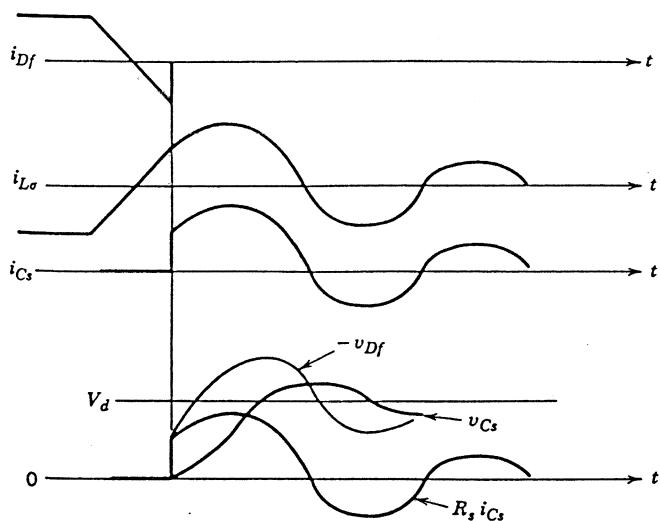


Snubber energy loss
and the maximum diode
voltage for the optimum
value of snubber
resistance R_s as a
function of the snubber
capacitance C_s .

ENERGIEVERLUST: EIN MEHRFACHES VON $\frac{1}{2} L_o I_{RR}^2$!

16

STROM- SPANNUNGSVERLÄUFE:



The current and voltage waveforms after the diode snaps off at $t = 0$.

REALISIERUNG

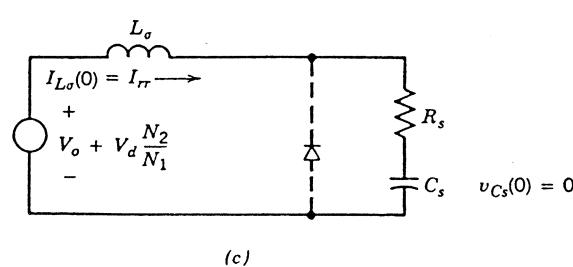
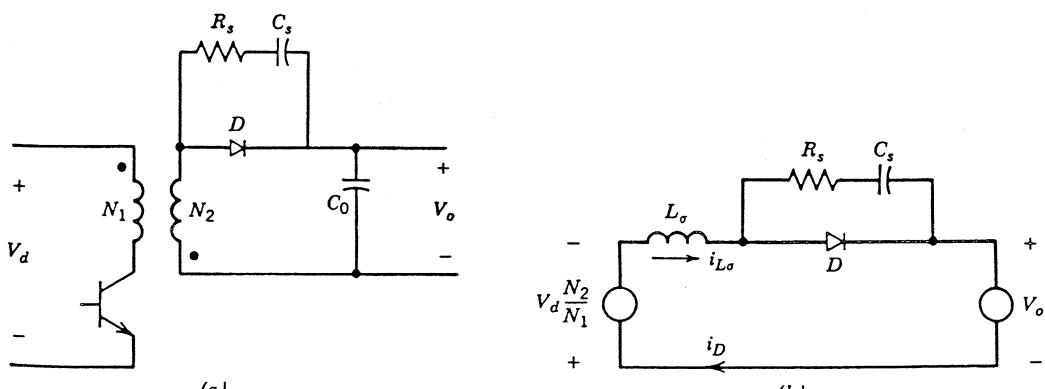
"BETRIEBSMODI" : • FREILAUFDIODE

$L_o \dots$ VER SCHALTUNGS IND.

• SPERRWANDLER

• GLEICHRICHTER

$L_o \dots$ TRAFOSTREU IND.

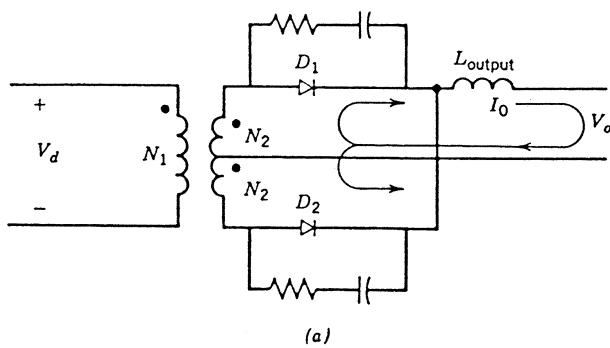


- (a) Flyback converter circuit operating in an incomplete demagnetization mode.
 (b) Equivalent circuit on the secondary side, and (c) the simplified equivalent circuit after the snap-off of the diode current. L_o is the transformer leakage inductance.

67

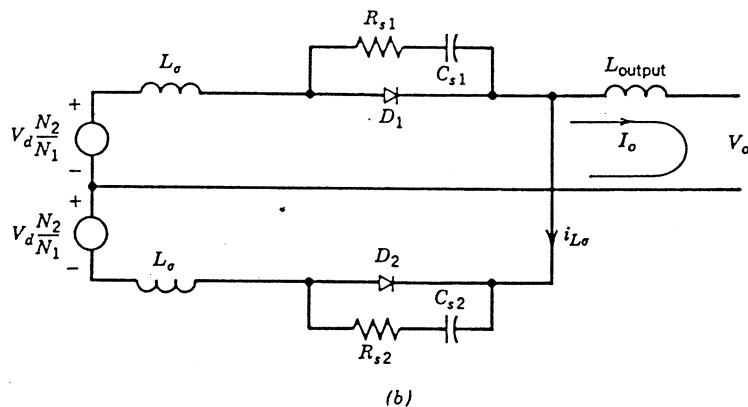
• GEGENTAKTWANDLER (SCHALTNETZTEIL)

17

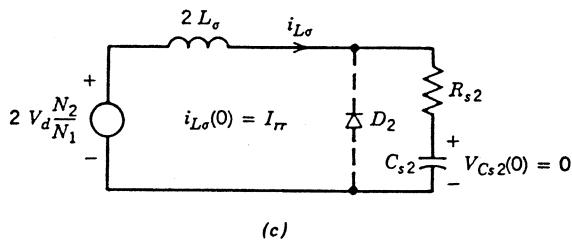


(a)

rieseninduktiv anschließen



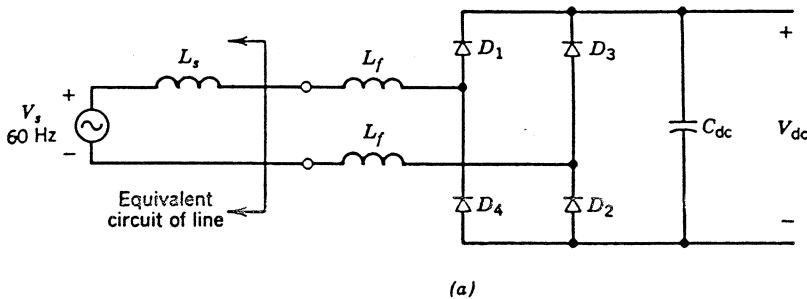
(b)



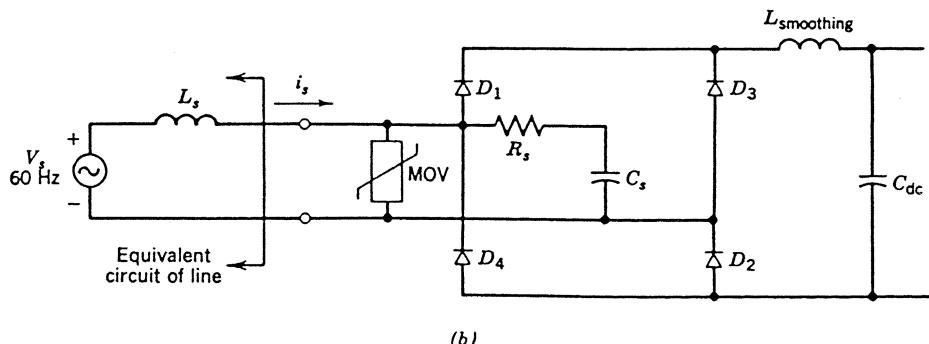
(c)

(a) Full-wave rectifier using a transformer with a center tapped secondary. (b) Equivalent circuit on the secondary side, and (c) the equivalent circuit at the instant of the snap-off of diode D_2 .

• SNUBBER FÜR EINGANGSGLEICHRICHTER:



(a)



(b)

(a) Single-phase line-frequency diode rectifier. (b) Single-phase diode converter with an R-C snubber to protect against overvoltages due to unknown inductive reactances on the ac side of the rectifier. A MOV (metal-oxide varistor) is also shown for further overvoltage protection.

BIPOLAR-HOCHVOLT-LEISTUNGSTRANSISTOREN

(Spannungsbereich 300 - ~1500 V)

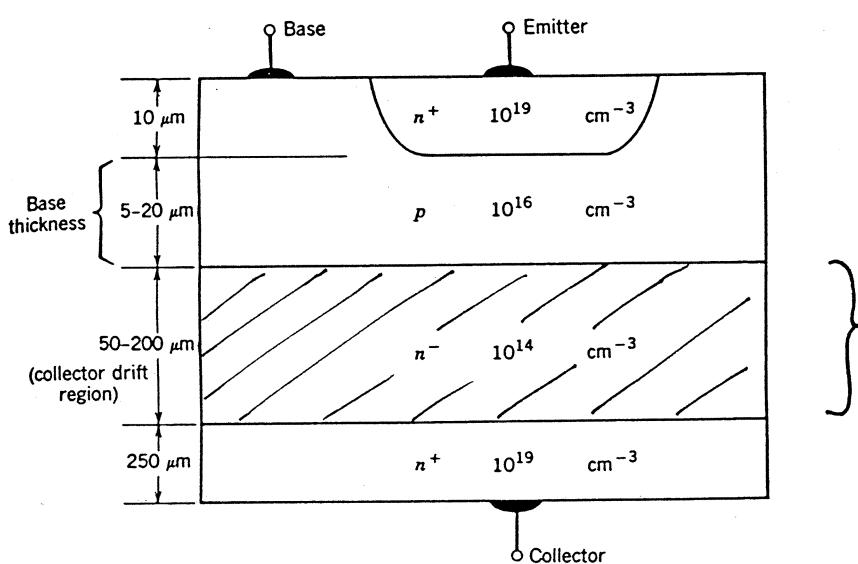
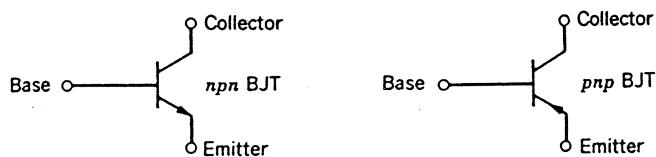
wesentlicher Unterschied zu Niedervolt-Transistoren:

- Einbau einer KOLLEKTOR-DRIFTZONE

wesentlicher Unterschied zu Kleinleistungs-Transistoren:

- Vertikale Struktur (vert. Stromfluß)

- FINGERSTRUKTUR



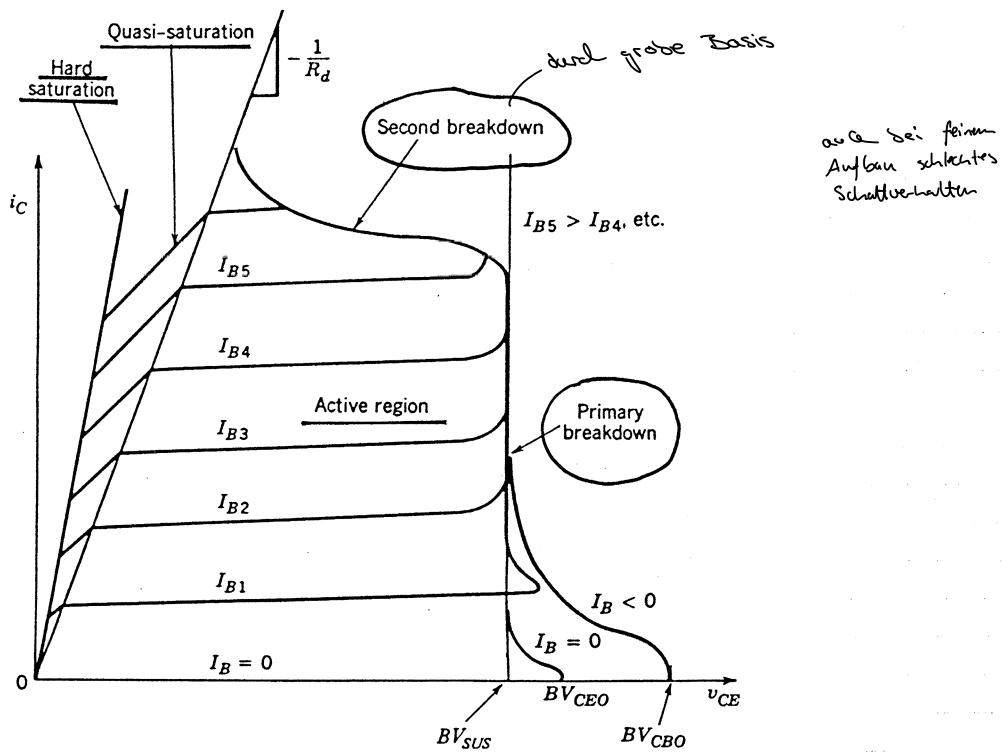
Vertical cross section of a typical npn power bipolar junction transistor. The circuit symbol for the transistor is also shown.

- DIE DICKE DER DRIFTZONE BESTIMMT DIE MAXIMALE SPERRSPANNUNG DES TRANSISTORS

- DRIFTZONE IST DIE URSCHE DER QUASISÄTTIGUNG

(NV-Transistoren haben kein Quasisättigung!)

1. KENNLINIE



Current-voltage characteristics of a *npn* power bipolar junction transistor showing second breakdown and quasi-saturation.

2. PHYSIKALISCHE GRUNDLAGEN

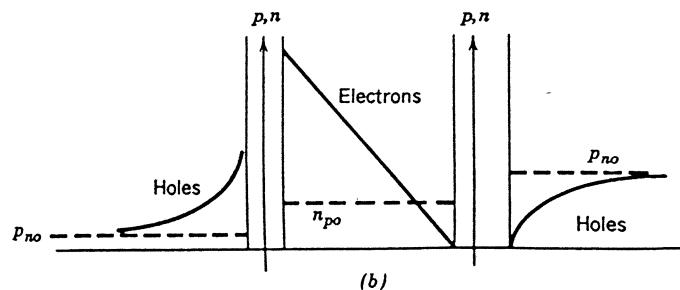
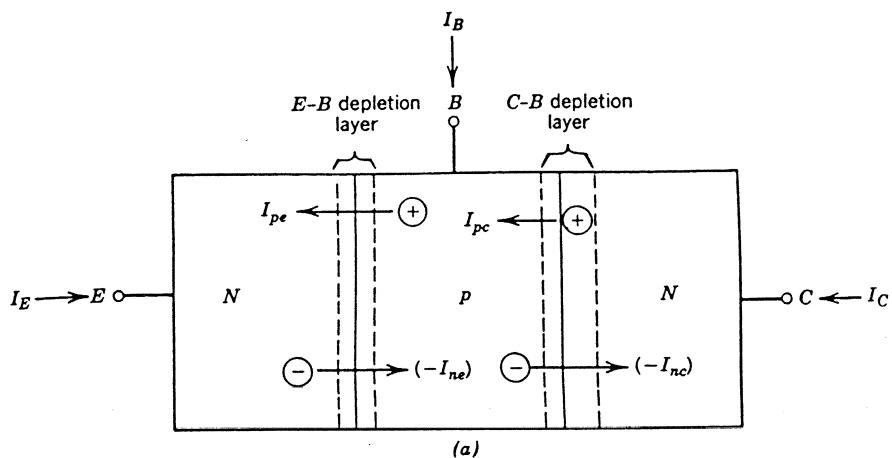
Transistor im aktiven Bereich (dine Driftzone!)

- BE-Diode in Vorwärtsrichtung (BC in Sperr-Richtung!)

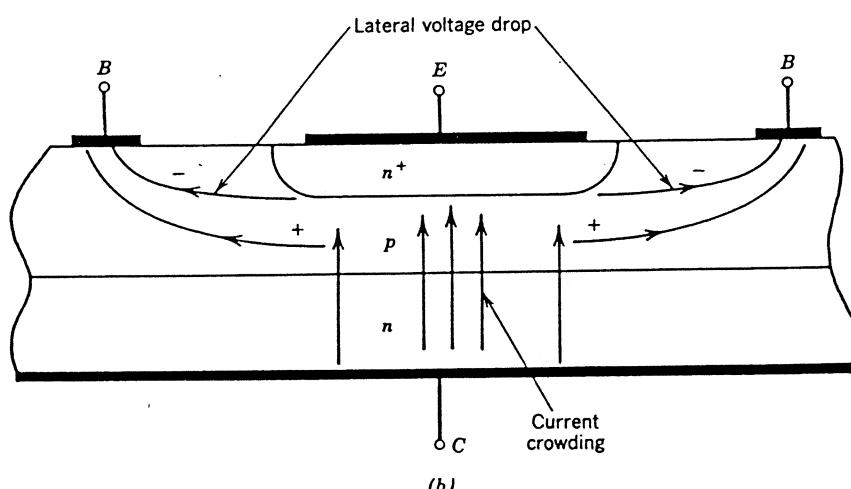
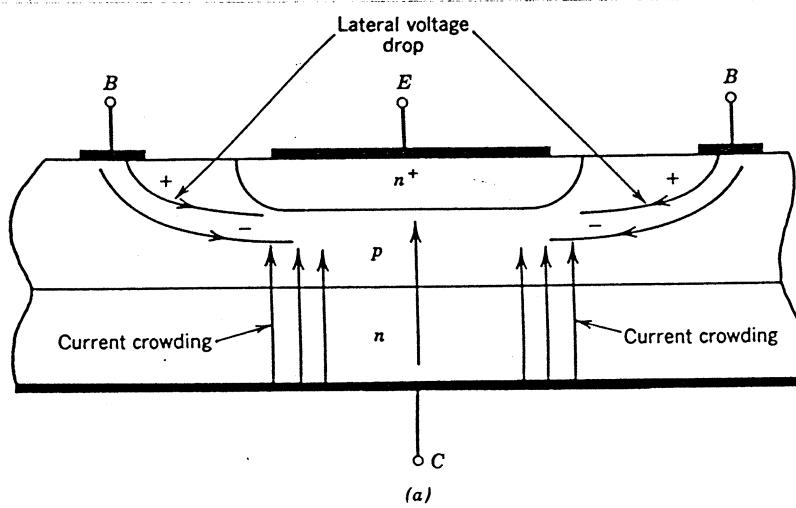
Injektion von e^- in die Basis u. v. \oplus in den Emitter (Minoritäten) \rightarrow

- hoher Gradient von e^- in der Basis (\rightarrow großer Diffusionsstrom $J \sim dn/dx!$)

- Basis dünn \rightarrow kaum Rekombination in d. Basis
 \rightarrow fast alle e^- gelangen zum C und werden dort von hoher Feldstärke „abgesaugt“ (injizierter „Sperrstrom“ der BC-Diode)



(a) Simplified model of a BJT, and (b) the stored charge distributions that exist in the BJT biased in the normal active region. The internal current components that flow in the active region are also shown on the model.



(a) Illustration of emitter current crowding in forward bias and (b) reverse bias (turn-off transient) caused by lateral voltage drops induced by large base currents.

INTHOMOGENE
STROMVERTEILUNG
DURCH LATERALE
SPANNUNGSABFÄLLE
(„STROMKONZENTRA-
TION AM EMITTER-
RAND“)



EMITTERFINGER

3. QUASI-SÄTTIGUNG

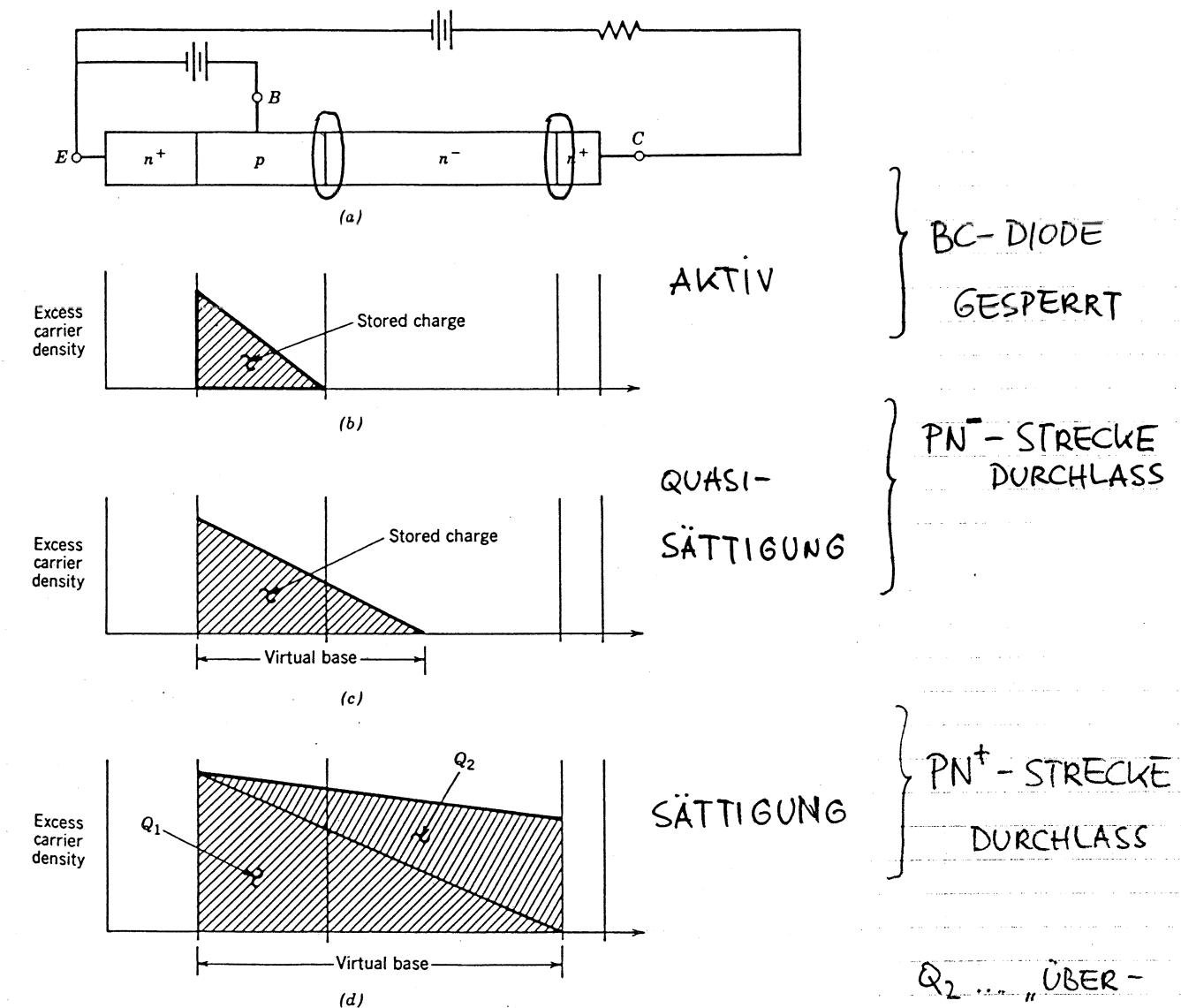
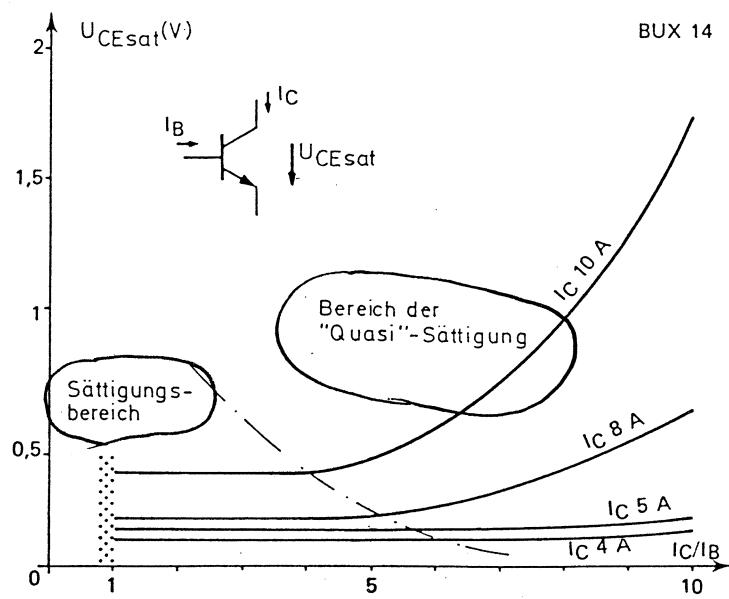


FIGURE 20-9: Stored charge distribution in the base and collector drift regions of a power BJT: (a) power transistor cross section; (b) active; (c) quasi-saturation; (d) hard saturation. Q_1 is the amount of stored charge that puts the BJT at the edge of hard saturation and Q_2 drives the transistor deeper into hard saturation.

- Wenn PN⁻-Strecke in Durchlassrichtung:
 - Injektion von Löchern in die N⁻-Driftzone
 - N⁻-Gebiet wird zur P-Zone → „Basisaufweitung“
- Die verbleibende N⁻-Zone wird kürzer (= geringerer ohmischer Widerstand → geringerer Spannungsabfall!)
- Durch Basisaufweitung sinkt die Stromverstärkung (auch im akt. Bereich nur im Bereich 5-10!)
 - DARLINGTON!

ÜBERGANG ZU "HARTER" SÄTTIGUNG DURCH WEITERE ERHÖHUNG VON I_B

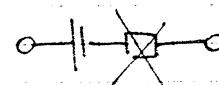
- Basisaufweitung bis in das N⁺-GEBIET
- BE-DIODE IN DURCHLASS (minimale U_{CE})
- $I_C \neq B \cdot I_B$



BEI HARTER

SÄTTIGUNG:

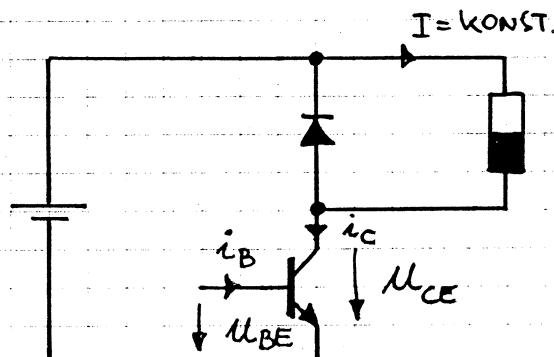
$U_{CE} \sim \text{konst.}$
(KONSTANTSPANNUNGS-
ABFALL !)



(über Bonds, ...)
 $\rightarrow R$

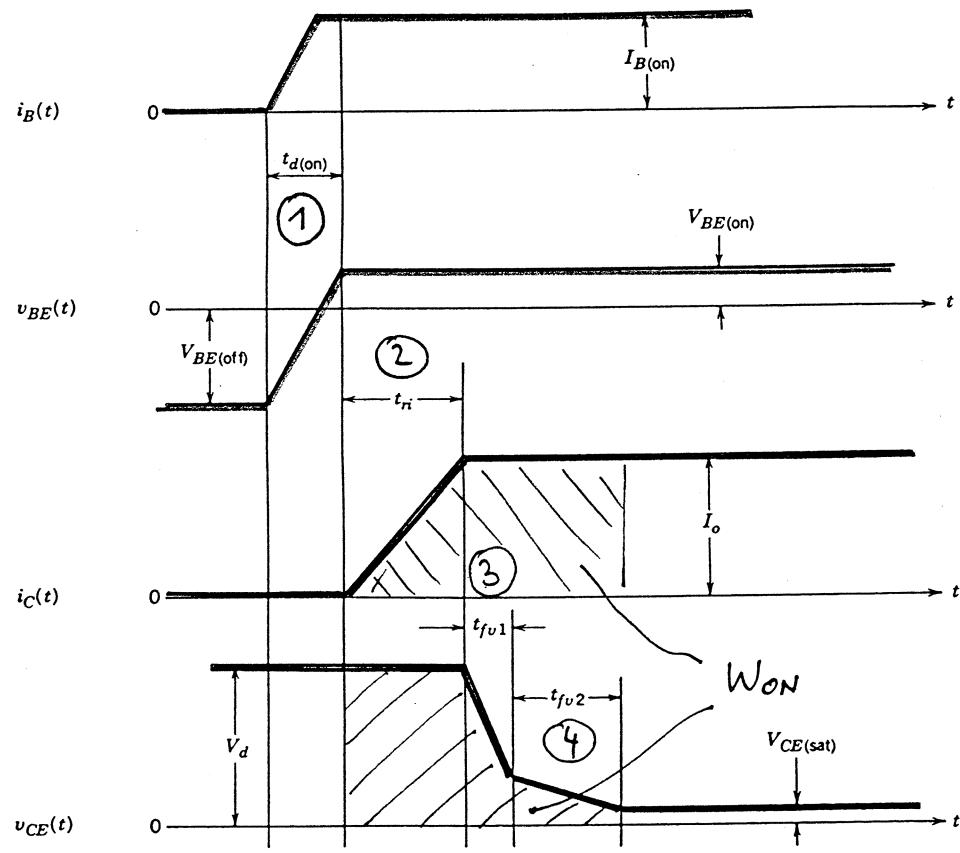
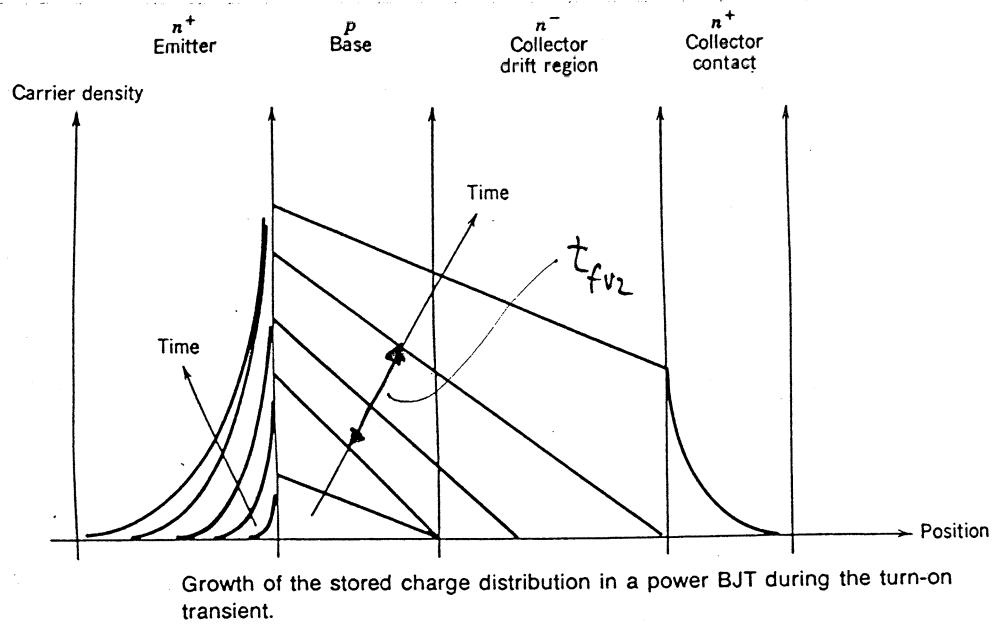
4. SCHALTVERHALTEN

f. INDUKTIVE LAST MIT FREILAUFDIODE



EINSCHALTEN

STROM IN BASIS EINGEPRÄGT, SODASS IM STATIONÄREN FALL HARTE SÄTTIGUNG GERADE ERREICHT WIRD.



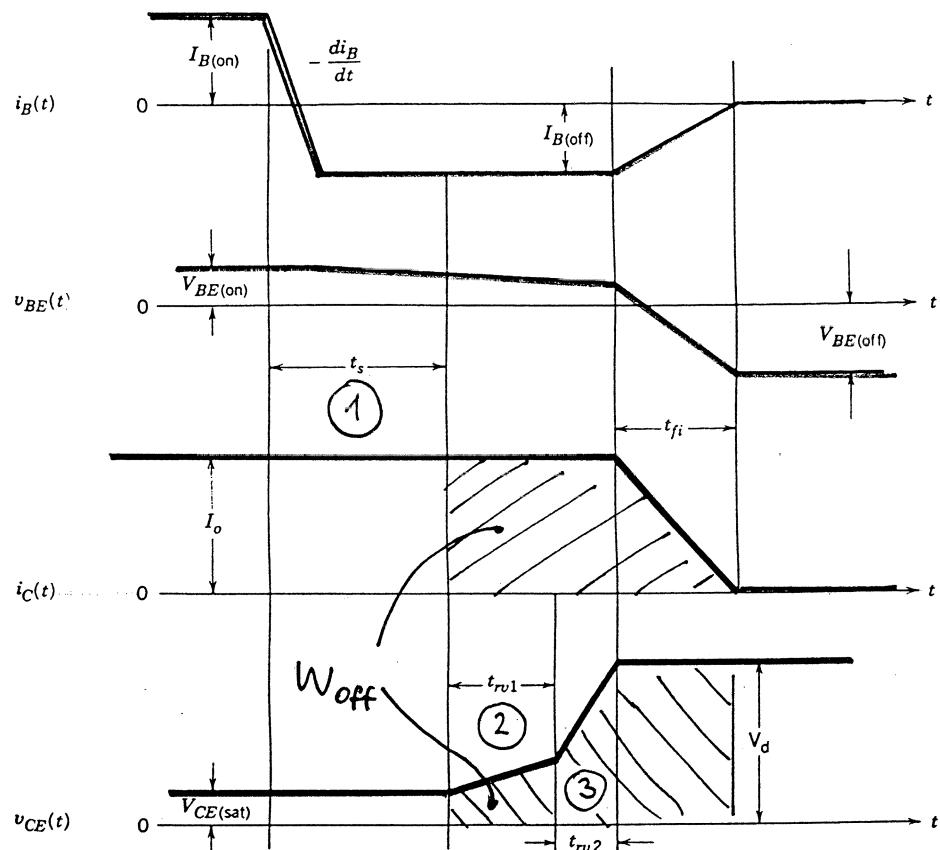
Power BJT current and voltage waveforms as the transistor turns on in the clamped inductive load circuit

(IM OFF-STATE NEG. BASISVORSPANNUNG $v_{BE}(\text{off})$)

- ① Entladung der Sperrschichtkapazität der noch gesperrten B-E-Diode (Delay-time $t_d(\text{on})$)
- ② Übernahme des Laststromes durch den Transistor (Aufbau der Minoritätsladungsträgerverteilung)
FREILAUFDIODE NOCH LEITEND \rightarrow Transistor im aktiven Bereich
(IRR d. FLD im Bild vernektbar!)
- ③ Freilaufdiode schaltet ab (sperrt)
 U_{CE} fällt in t_{fuz} auf die Quasi-Sättigungsspannung; Injektion von Ladungsträgern in die Driftzone beginnt.
- ④ Nach Zeit t_{fuz} ist die gesamte Driftzone mit Ladungsträgern überschwemt; Beginn der harten Sättigung.

ABSCHALTEN

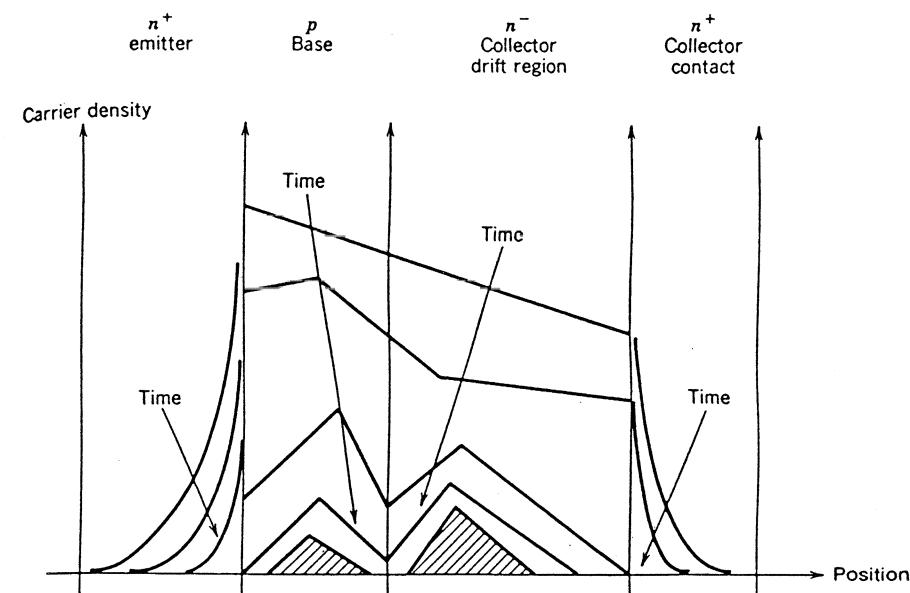
- Alle Ladungsträger müssen abgebaut werden
 - a) Rekombination \rightarrow dauert zu lange!
 - b) „Absaugen“ über Basis-Auschluss durch negativen Basisstrom
- Abschalten beginnt meist mit definiertem di_B/dt !



Power BJT current and voltage waveforms as the transistor turns off in the clamped inductively loaded circuit

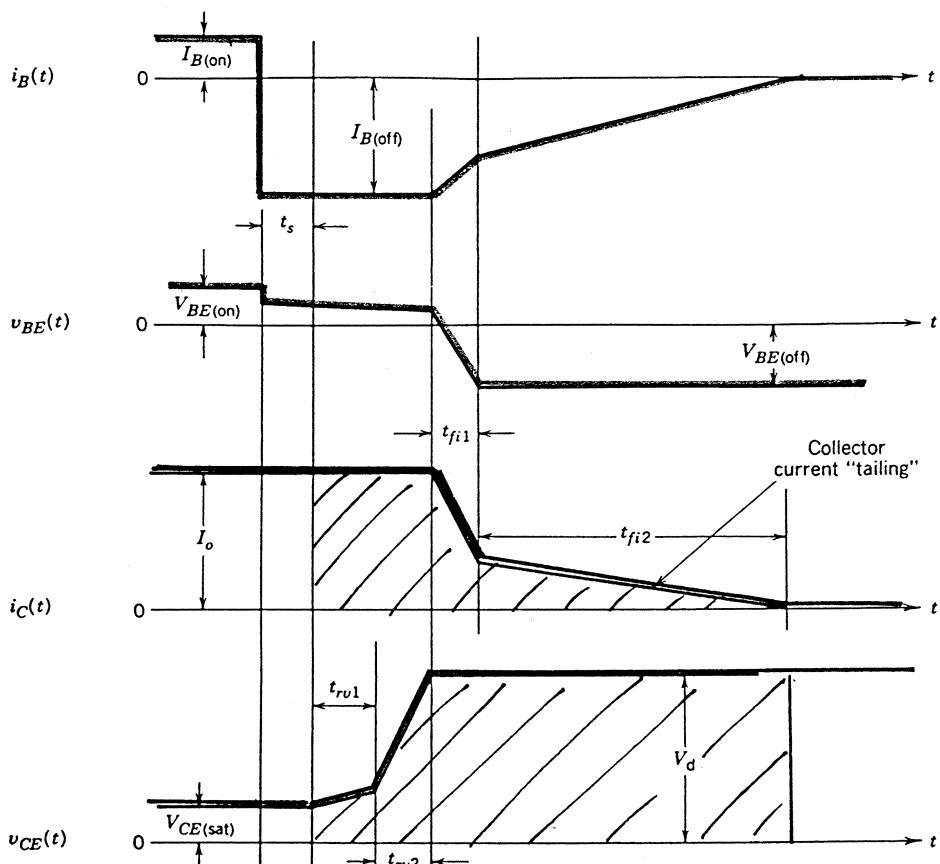
- ① Während der Speicherzeit t_s wird die „Überschussladung“ Q_2 abgebaut; der Transistor bleibt weiter voll leitend ($i_c = I_0$)
 T geht anschließend von harter Sättigung in Quasi-Sättigung über. (v_{CE} steigt leicht an).
- ② T befindet sich im aktiven Bereich $\rightarrow v_{CE}$ steigt innerhalb t_{rv} steil auf Batteriespannungsniveau an (Freilaufdiode D leitet noch nicht!)
- ③ Freilaufdiode D übernimmt Strom $\rightarrow i_c$ fällt v_{BE} geht dann auf neg. Wert $v_{BE}(\text{off})$ über.
- ④ OPTIMALER AUSSCHALT-BASISSTROM!

"SCHNELLES" ABSCHALTEN (mit zu großem neg. Basisstrom)



Decay of the stored charge distributions in a power BJT during a turn-off transient by an abrupt step function reverse base current $I_{B(\text{off})}$. The shaded area represents stored charge remaining in the transistor after the B-E junction cuts off.

- BE-Diode
sperrt bereits obwohl noch Ladungsträger in der Driftzone
- diese müssen vom Basisstrom (od. Rekomb.) abgesaugt werden
→ Langer „tail“



Power BJT current and voltage waveforms as the transistor turns off in the clamped inductively loaded circuit with a large reverse base current. Note the long "tail" current that leads to excessive power dissipation.

ERHÖHTE
AUSSCHALT-
VERLUSTE
DURCH TAIL!

BASISANSTEUERUNG
OPTIMIEREN!

DURCHBRUCHSSPANNUNG

je höher, umso geringer die Stromverstärkung.

→ bei 600V-Transistormodulen meist 2-fach-Darlington-Schaltung (bei 1200V 3-fach!)

oder: SWITCHED-MODE-BASE-DRIVE

2. DURCHBRUCH

Minoritätsbauteile: neg. Temp. Koeffizient

(vgl. Flussspannung von Dioden)

→ STROMEINSCHNÜRUNG (pos. Rückkopplung!)

VERMEIDUNG: Mögl. Gleichmäßige Stromaufteilung

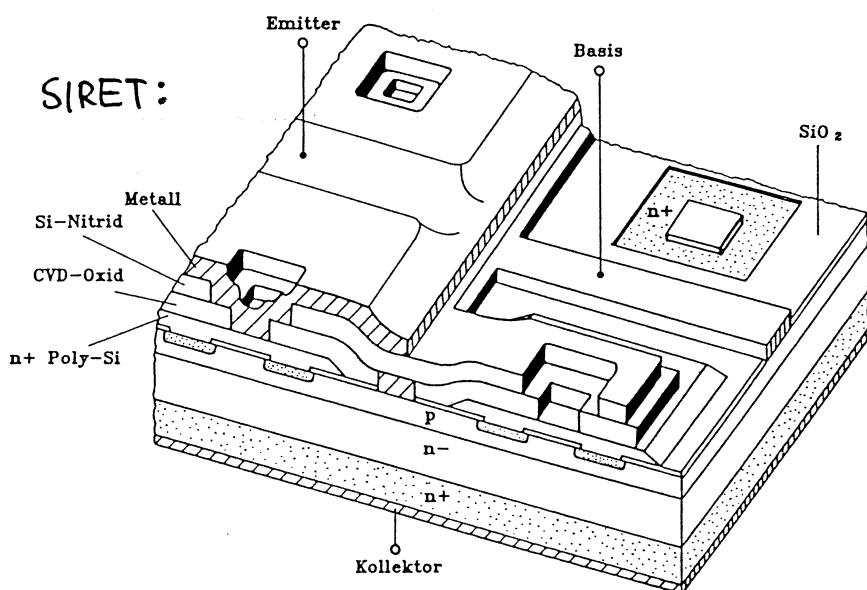
im Transistor (bes. auch dynamisch!)

→ Möglichst zellularer Aufbau d. Transistors

z. B. SIRET bzw. ETD

Strukturen in MOSFET-Größenordnung

(~1/10 d. üblichen Transistor-Strukturgrößen!)

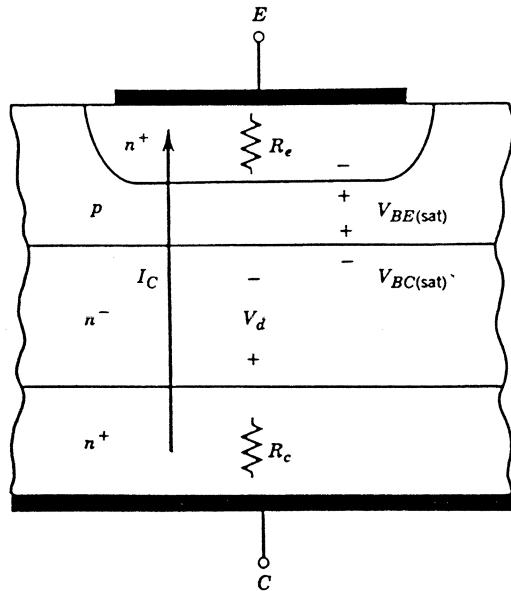


KEIN

2. DURCH-
BRUCH !

LEITVERLUSTE

11



$$U_{CE(SAT)} = U_{BE(ON)} - U_{BC(SAT)} + U_d + I (R_e + R_c)$$

BC-STRECKE
IN FLUSS-
RICHTUNG!

$U_{CE(SAT)} \sim$
1 ... 3 V

Vertical cross-section of a power BJT showing the origins of the components of the on-state collector-emitter voltage $V_{CE(SAT)}$.

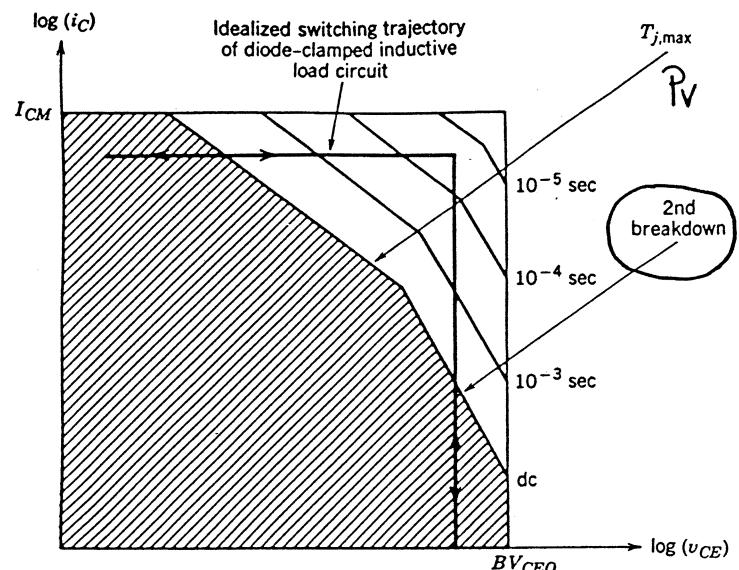
SAFE-OPERATING-AREAS (SOA) VON BIP. LEISTUNGSTR.

FORWARD (FBSOA):

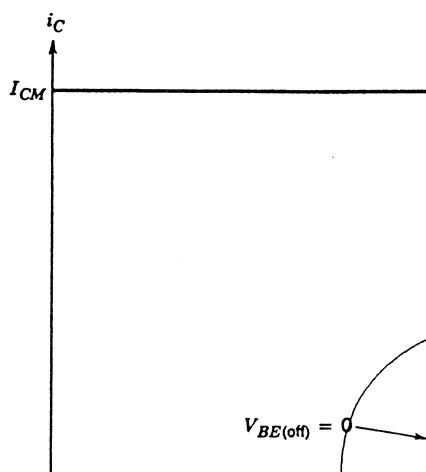
$$U_{BE} > 0$$

REVERSE (RB SOA)

$$U_{BE} < 0$$



Forward bias safe operating area FBSOA of a power BJT. The dc FBSOA is shown as shaded and the expansion of the area for pulsed operation of the BJT is shown with shorter switching times leading to a larger FBSOA.



Absaugung des BC-Spektrstromes!

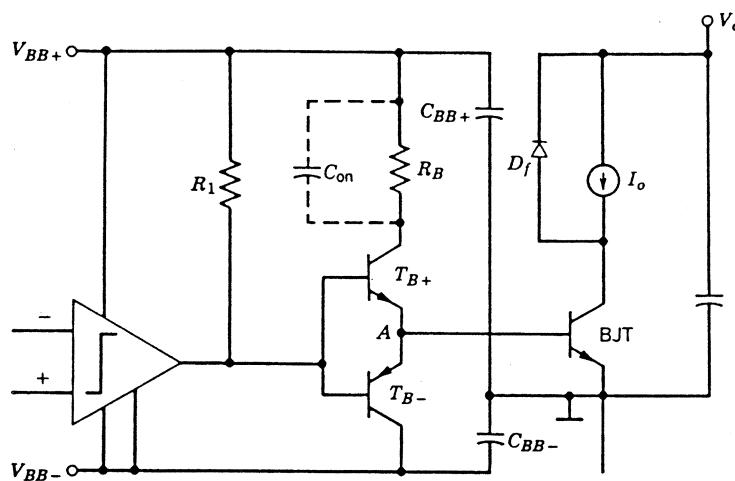
Reverse bias safe operating area (RB SOA) of a power BJT. Reverse bias refers to the base current being in the opposite direction to the normal on-state direction.

ANSTEUER- UND SCHUTZSCHALTUNGEN

12

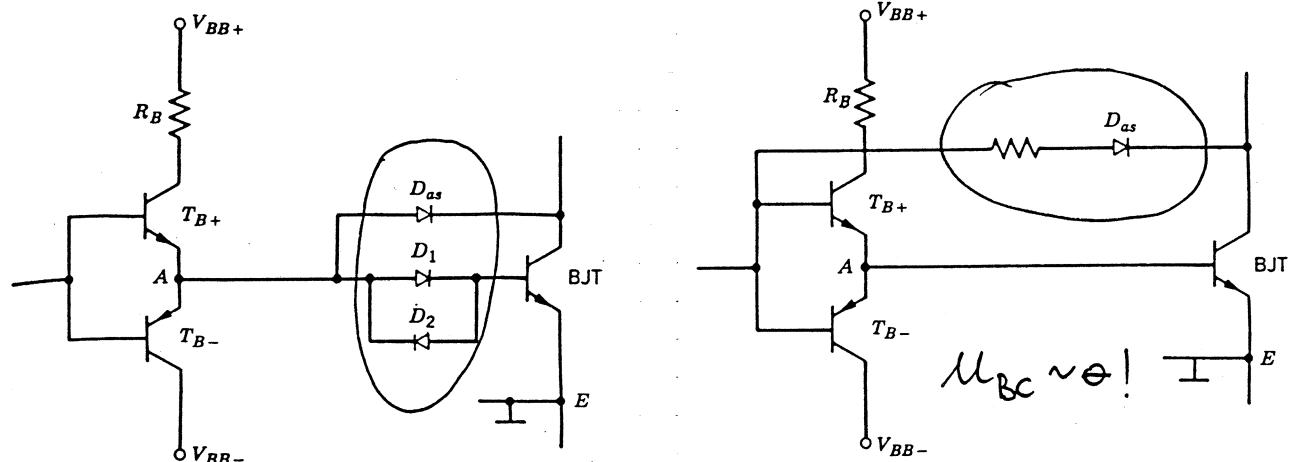
FÜR BIPOLAR-LEISTUNGSTRANS.

ANSTEUER- GRUNDSCHEITUNG:

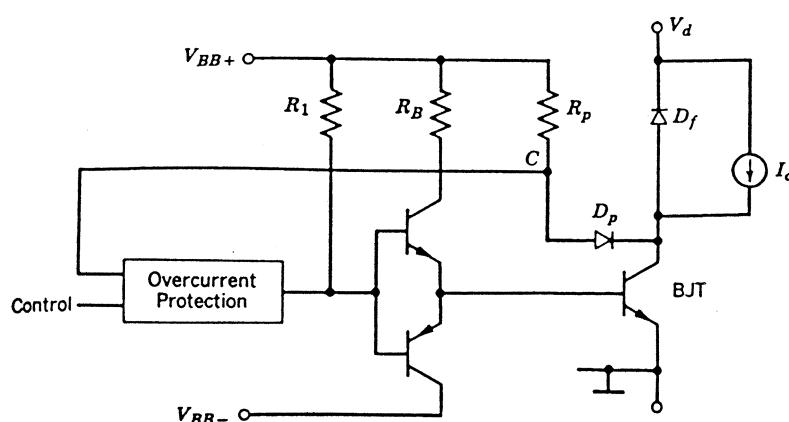


- ON: Eingeprägter i_B
- OFF: Eingeprägte Abschaltspannung!
(RBSOA!)

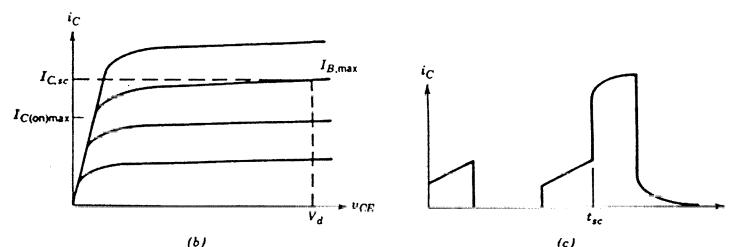
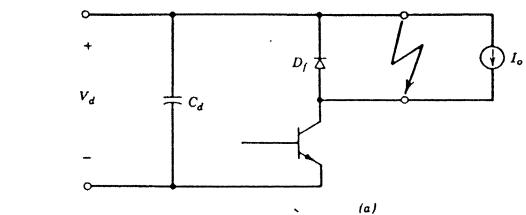
ANTI-SÄTTIGUNGSSCHALTUNGEN (gegen harte Sättigung!)



ÜBERSTROMABSCHALTUNG (KURZSCHLUSS- BZW. ENTSÄTTIGUNGSSCHUTZ)



Abschaltung wenn
 μ_{ce} zu groß!



(a) Step-down converter circuit with an accidental short circuit. (b) The short circuit current can be estimated from the transistor i - v characteristics. (c) The current waveform at the onset of the short.

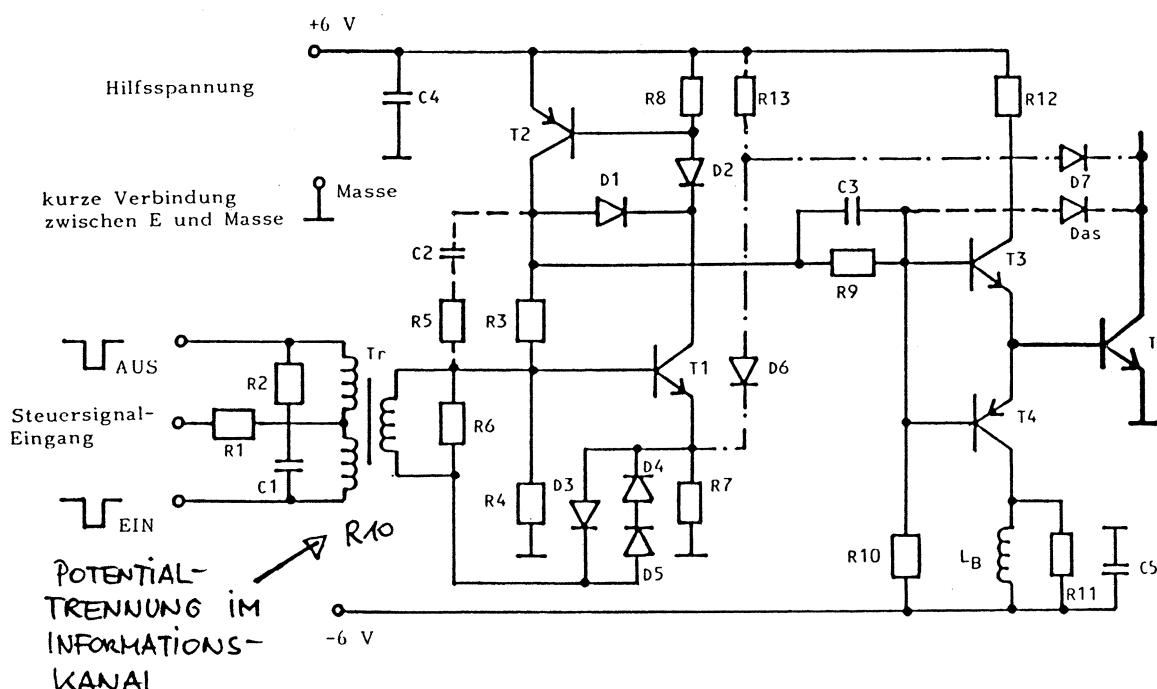
KURZSCHLUSS-STROMBEGRENZUNG DURCH „ENTSÄTTIGUNG“

(Mögl. zur Detektion!)
(vgl. Thyristor beim Kurzschluß!)

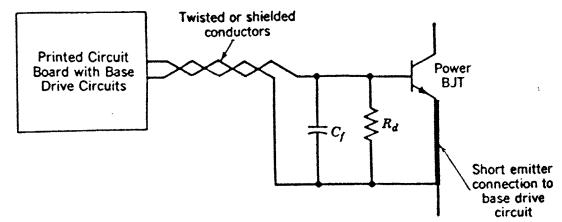
NIEDERINDUKTIVE

AUSFÜHRUNG DES TREIBERS
NOTWENDIG (KELVIN-
KONTAKTE DES TRANSISTORS!)

AUSGEFÜHRTE TREIBERSCHALTUNG



Selbstschützende, selbstregelnde Treiberstufe. Die Trennung der Funktionen "Hilfsspannungsversorgung" und "Steuersignalübertragung" ermöglicht es, variable Impulsbreiten mit guter Qualität zu übertragen.



(a) Circuit layout and the interconnection considerations in connecting base drive circuits to power BJTs in order to minimize stray inductance (b) and other potential problems. Some BJTs have an extra emitter connection as is shown in (c) to help minimize such potential problems.

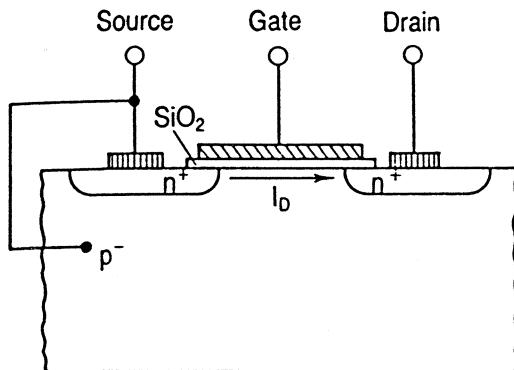
LEISTUNGS-MOSFETS

ECKDATEN: für MOSFETS im TO-247 (TO-3 Plastik) Gehäuse:

- 60V / 70A / 10 mΩ
- 500V / 25A / 200 mΩ
- 1000V / 12A / 1 Ω

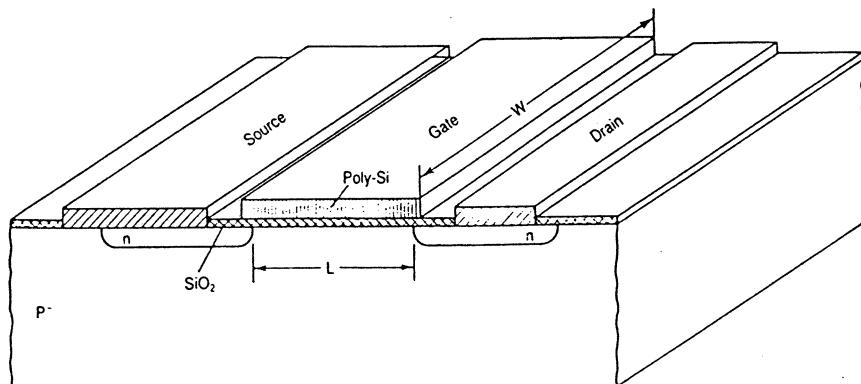
} STRÖME bei $T_c = 25^\circ\text{C}$
 $R_{DS,\text{on}}$ bei $T_j = 25^\circ\text{C}$

AUFBAU EINES KLEINSIGNAL-MOSFETS:



- HORIZONTALER
 (LATERALER) STROMFLUSS
 AN DER CHIP-OBERFL.
 \rightarrow SCHLECHTE VERLUST-
 WÄRMEABFUHR

Lateraler MOS-Transistor.



Aufbau eines n-Kanaltransistors. W = Kanalweite; L = Kanallänge.

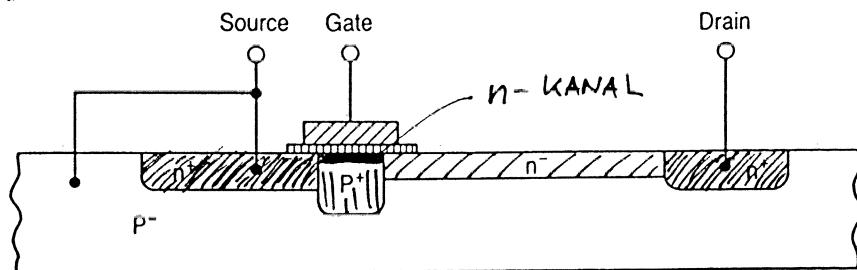
$$\begin{aligned} \text{STROMTRAGFÄHIGKEIT: } I_D &\sim W/L \rightarrow W \uparrow \quad L \downarrow \quad \} \\ \text{SPANNUNGSFESTIGKEIT: } U_{DS} &\sim L \end{aligned}$$

für Power-Fets

WIDERSPRUCH!

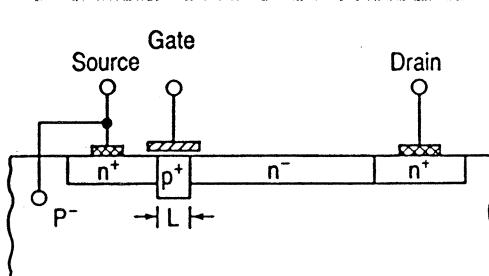
ERWEITERUNG FÜR HÖHERE DS-SPANNUNGEN

EINBAU EINER DRIFTZONE : (NIEDRIG DOTIERT !)

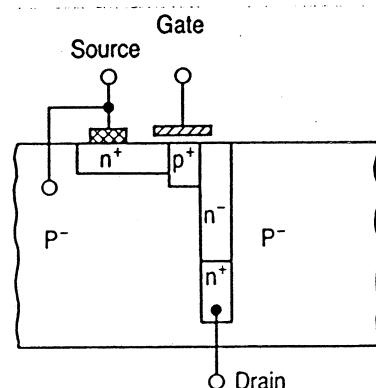


- DRIFTZONE NIMMT SPANNUNG AUF
- KEINE LEITFÄHIGKEITSMODULATION, DA n-KANAL KEINE MINORITÄTEN IN DIE DRIFTZONE INJIZIERT
(MOSFET IST MAJORITÄTSTRÄGERBAUTEIL !)

ÜBERGANG ZU VERTIKALER STRUKTUR:



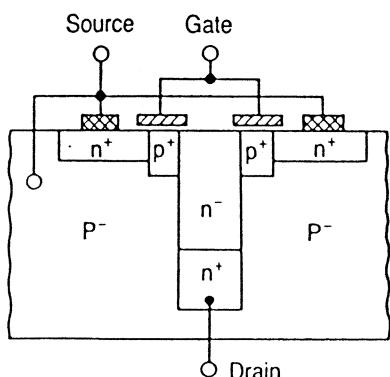
Lateraler MOS-Transistor mit n⁻-Driftstrecke.



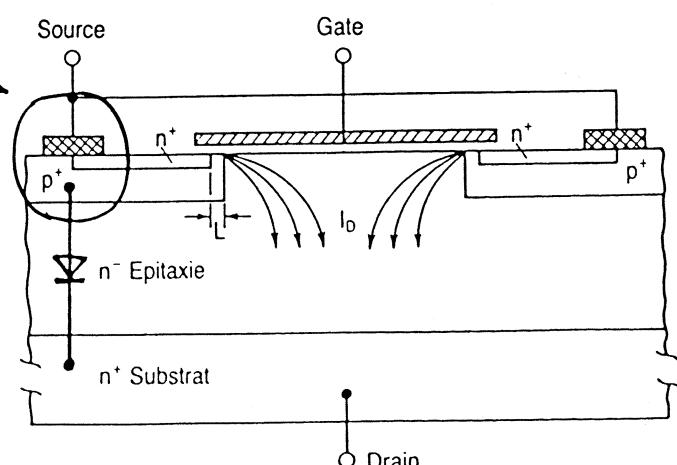
Verlagerung der Driftzone in das Transistorvolumen.

KURZSCHLUSS DER BE-STRECKE DES PARASITÄREN BIP. TRANSISTORS

→ DIODE IN RÜCKWÄRTS-RICHTUNG!



Erhöhung der Packungsdichte.



Umbildung des p⁻-Substates in eine P-Wanne.

VERTIKALER AUFBAU:

- + TRENNUNG (RÄUMLICH) ZW.
S, G- UND DRAIN (Sp.-BEANSPRUCHUNG!)
- + GUTES W/L- VERHÄLTNIS ($L = 1 \dots 1,5 \mu\text{m}$)
- + GUTE THERMISCHE EIGENSCHAFTEN
(WÄRMEABFUHR ÜB. DRAIN)

3

REALISIERUNGSBEISPIEL SIPMOS

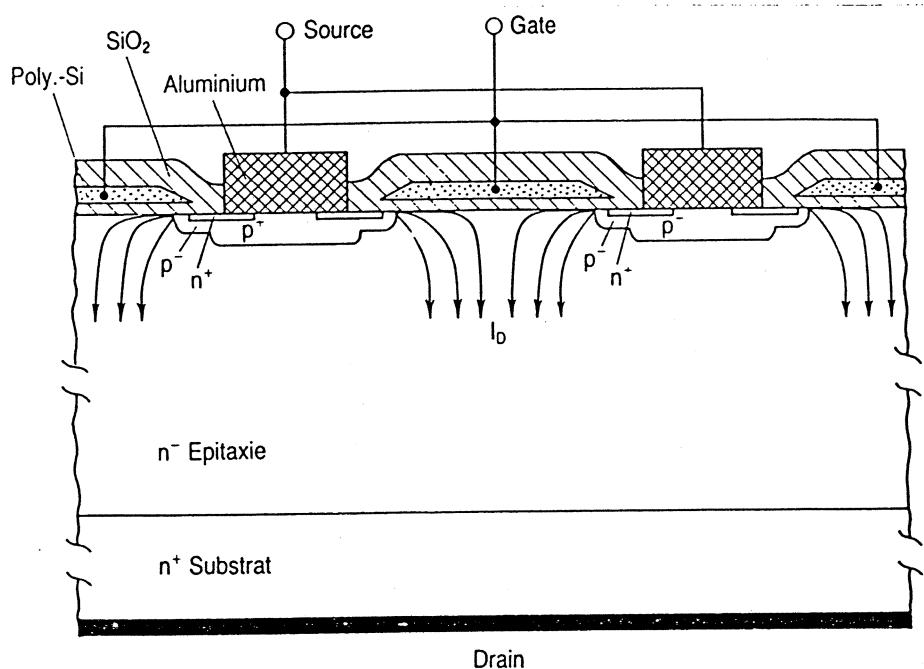
• UNTERSCHIEDLICHE

DOTIERUNG DES

P-GEBIETES BE-

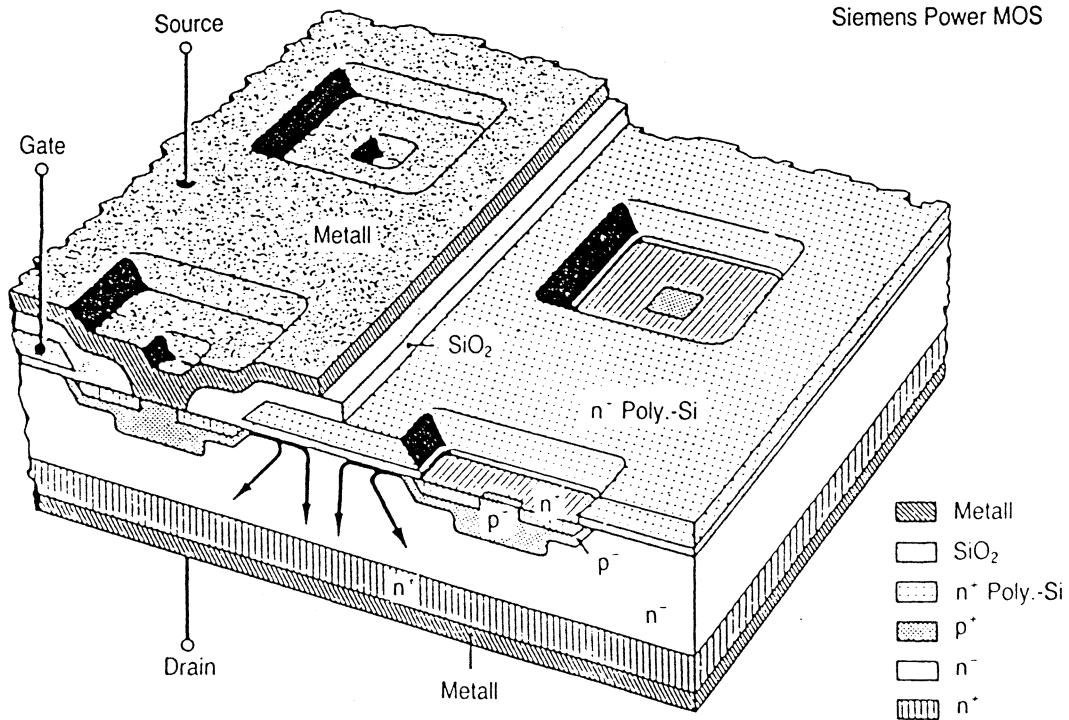
ACHTEN

(SCHWELLESPANNUNG!)



Aufbau eines SIPMOS-Transistors.

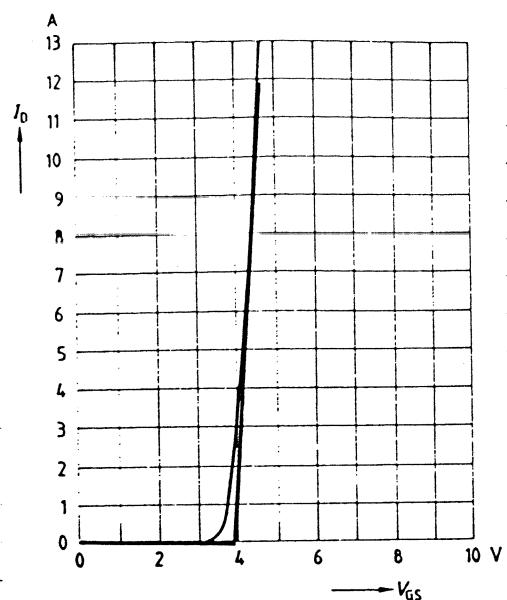
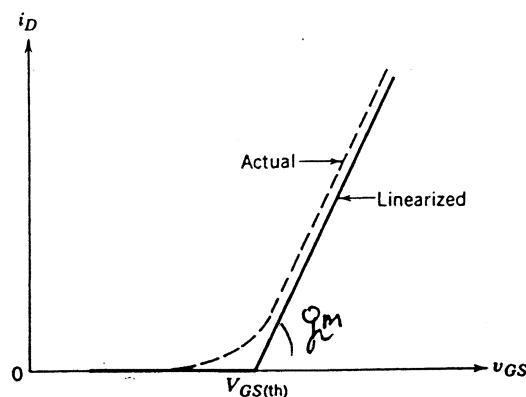
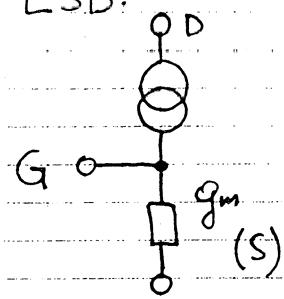
SIPMOS-Transistor
Siemens Power MOS



STEUERKENNLINIE

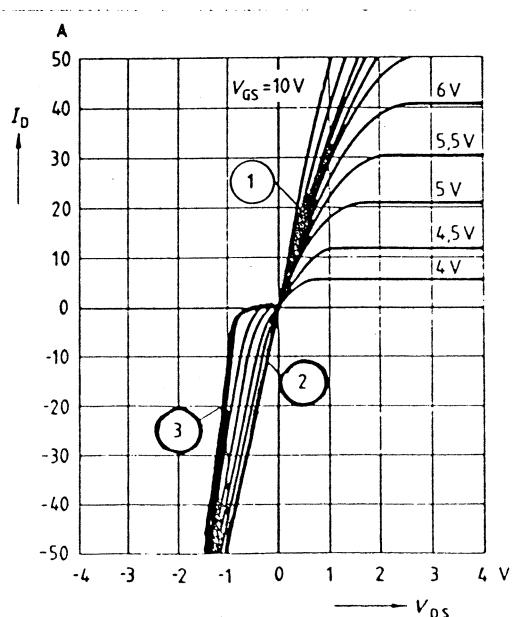
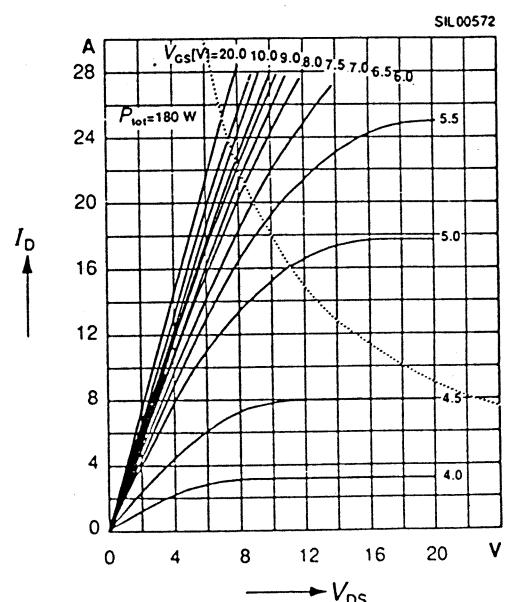
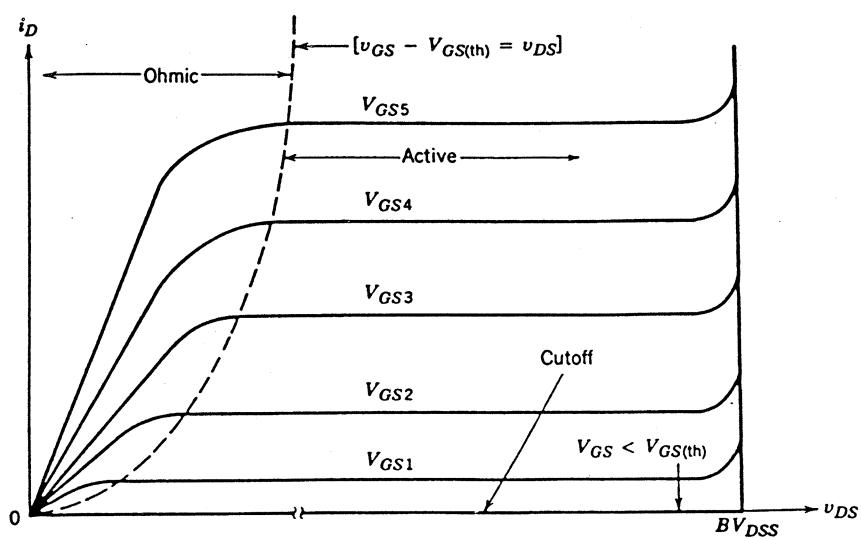
- für aktiven Bereich („Linearer Betr.“)

ESB:

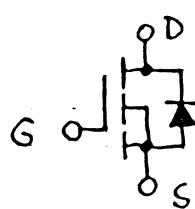


AUSGANGSKENNLINIE

SCHWELLSP. $V_{GS(th)} \sim 3-4V$



POWER-MOSFET WIRKT IN RÜCK-WÄRTSRICHTUNG ALS DIODE ③
bzw. OHMSCH WENN TRANSISTOR
ON UND $U_{DS} < U_{DIODE}$ ②

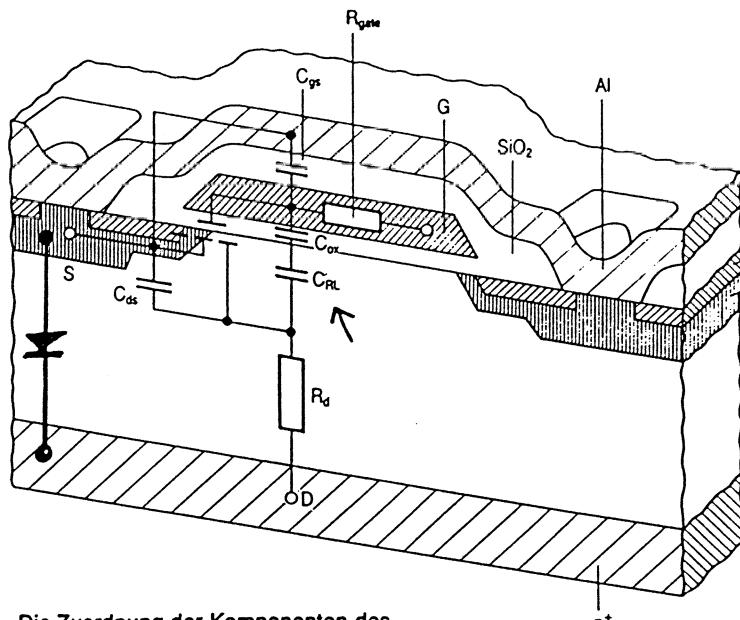


„GRATIS“ -
FREILAUFDIODE !

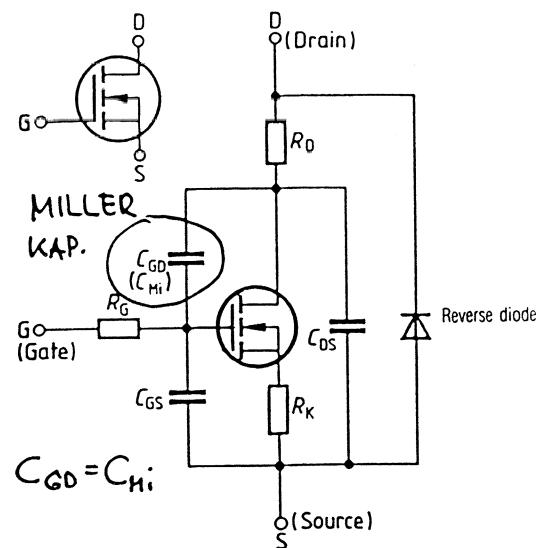
KAPAZITÄTEN DES POWER-MOSFETs

5

BESTIMMEN DAS SCHALTVERHALTEN!



Die Zuordnung der Komponenten des MOS-FET-Ersatzschaltbildes.



DIE KAPAZITÄTEN WERDEN DURCH R_L

GEBILDET UND SIND DESHALB STARK

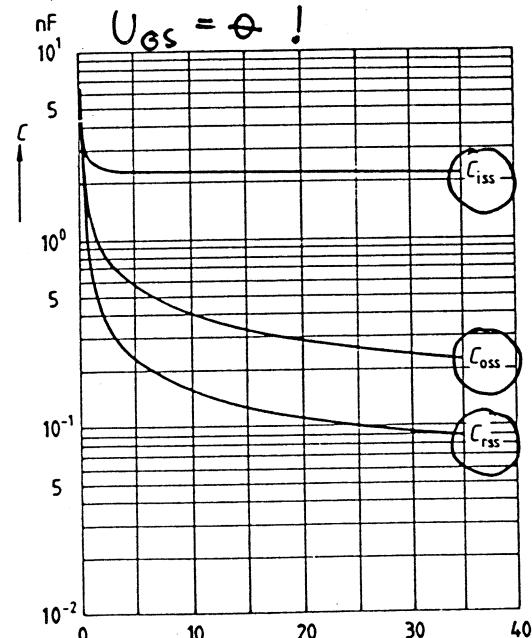
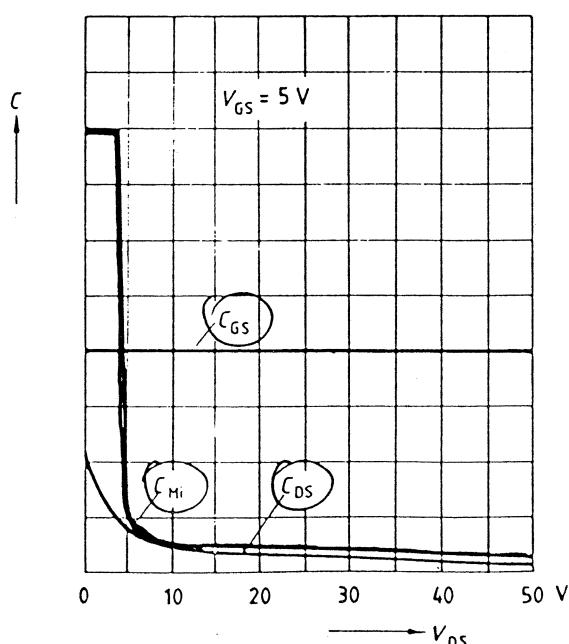
SPANNUNGSABHÄNGIG!

ABGESCHALTETER FET ($V_{GS} = 0$):

$C_{iss} \approx C_{GS} + C_{GD}$... Eingangskap.

$C_{rss} \approx C_{GD}$... Rückkopplungskap.

$C_{oss} \approx C_{DS} + C_{GD}$... Ausgangskap.

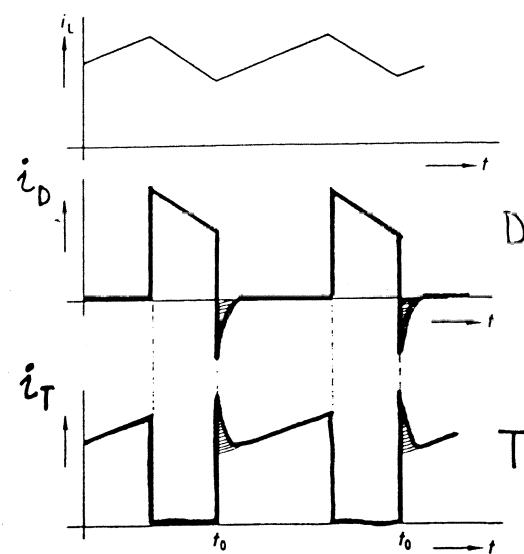
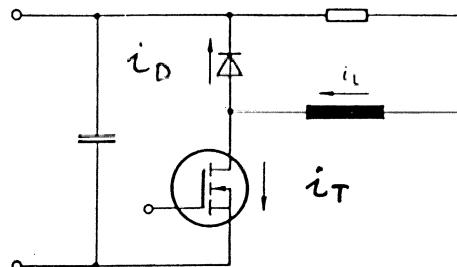


EINGESCHALTETER FET

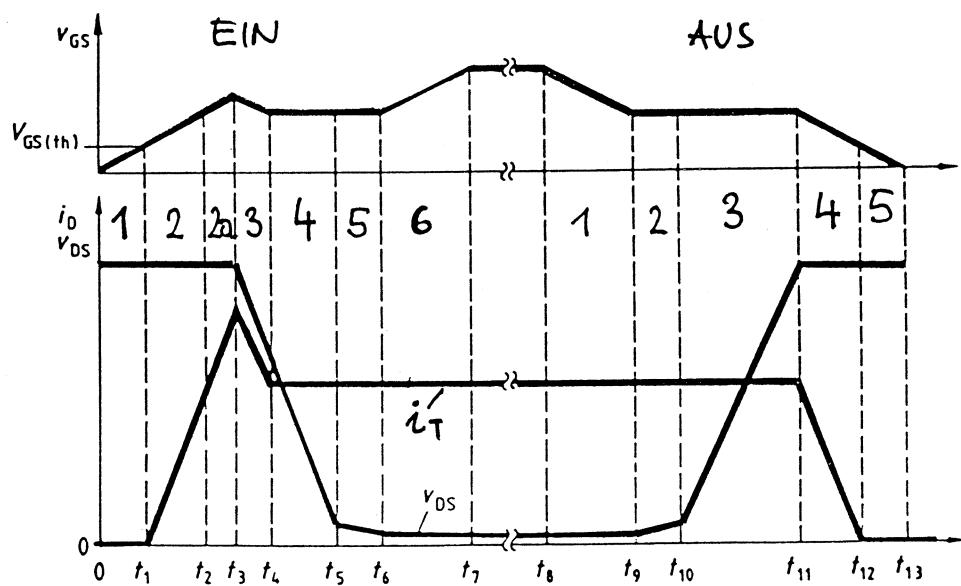
STARKER ANSTIEG DER MILLERKAP. (insbes. durch Wegfall von C_{RL} !)
 → AUSWIRKUNG AUF DAS SCHALTVERHALTEN!

SCHALTVERHALTEN DES POWER-MOSFETS

(bei induktiver Last)

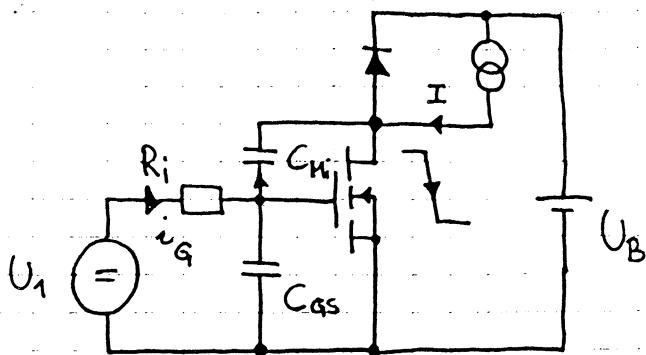


EINSCHALTEN



1.) AUFLADEN VON C_{iss} ÜBER R_i (Treiber!) bis SCHWELLSPANNUNG $V_{GS}(th)$ ERREICHT.

- 2.) ÜBERNAHME DES LASTSTROMES GEMÄSS STEILHEIT g_m
- 2a) ÜBERNAHME DES DIODENRÜCKSTROMES STEIL!
- 3) ABSCHALTEN DER FREILAUFDIODE (v_{ds} beginnt zu fallen) \checkmark
- 4) v_{gs} FÄLLT MIT KONSTANTEM dv/dt \downarrow wgg. dV_{ds}/dt
→ MILLERSTUFE IN DER GATESPANNUNG!
(RÜCKKOPPLUNG!)



$$i_D = C_{Mi} \cdot \frac{dU_{DS}}{dt} = \frac{U_1 - U_{GS(th)}}{R_g}$$

- i_D LEGT SCHALTGESCHWINDIGKEIT FEST ($\frac{du}{dt}!$)
- je niedriger die Treiberstufe, desto schneller!

5.) $U_{DS} \sim U_{GS} \rightarrow$ STARKES ANSTEIGEN VON C_{Mi}
 $\rightarrow dU_{DS}/dt$ NIMMT STARK AB!

6.) FET IST VOLL DURCHGESCHALTET; GATE (mit höherer Kapazität) wird üb. R_g auf U_1 geladen.

AUSSCHALTEN

1.) ENTLADEN VON C IN BIS FET "ENTSÄTTIGT"

2.) ANSTIEG VON U_{DS} mit geringer Steilheit solange $U_{DS} < U_{GS}$ (RÜCKKOPPLUNG MIT HOHER MILLERKAPAZITÄT)

3.) VERRINGERUNG VON C_{Mi}

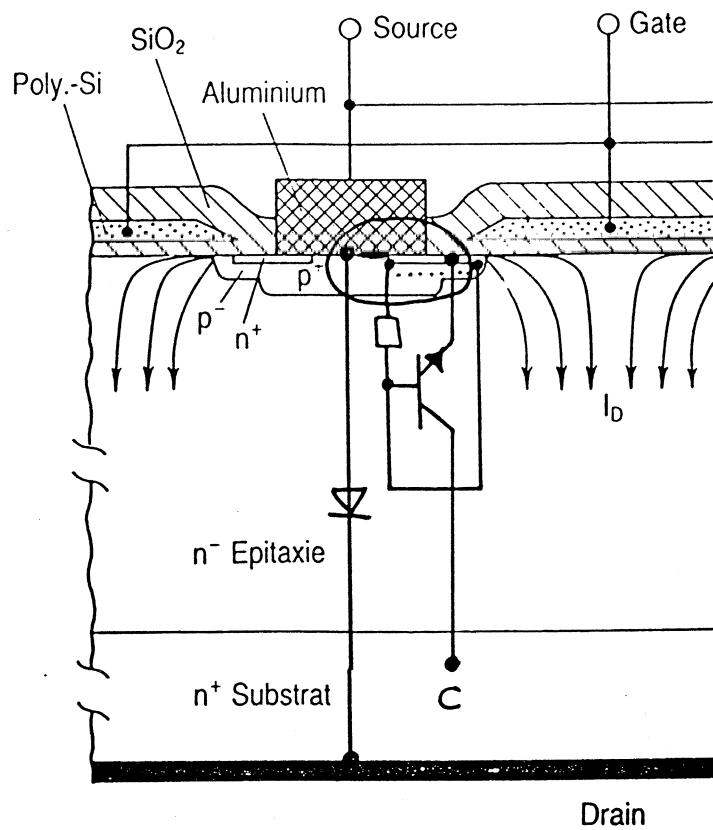
\rightarrow höheres dU_{DS}/dt (RÜCKKOPPLUNG MIT GERINGER MILLERKAPAZITÄT)

4.) $U_{DS} = U_B$ (FREILAUFDIODE BEGINNT ZU LEITEN)

$i_T < I$ (FET IM ANALOGBETRIEB: $i_D = g_m \cdot U_{GS}$)

5.) $U_{GS} < U_{GS(th)}$ $i_D = 0$!

DIE „INTEGRIERTE“ (STRUKTURBEDINGTE) REVERSDIODE



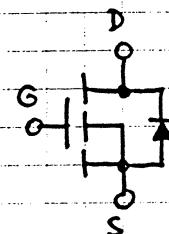
BASIS DES PARASITÄREN
(NPN-) TRANSISTORS

MUSS KURZGESCHLOSSEN
WERDEN (SONST KEINE
 dv/dt -FESTIGKEIT)

→ ÜBERLAPPUNG DES
SOURCE-KONTAKTES AUF

DIE P⁺-WANNE

≈ DIODE zw. D u. S



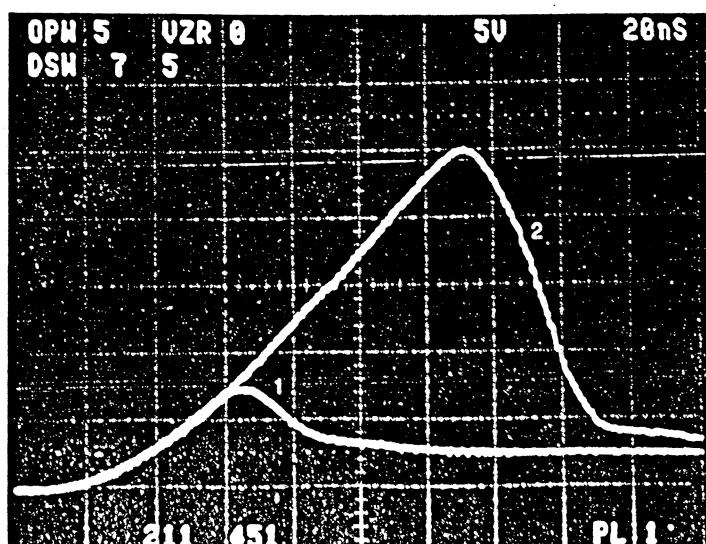
⊕: VERWENDBAR (ALS FREILAUFDIODE z.B.)

(Diode meist auf vollen Transistorstran spezifiziert)

⊖: SCHLECHTE SCHALTEIGENSCHAFTEN

→ VERBESSERUNG MÖGL. (FRED-FET, HiPer-Fet, ...)

aber nicht so gut wie „echte“ Schaltdiode

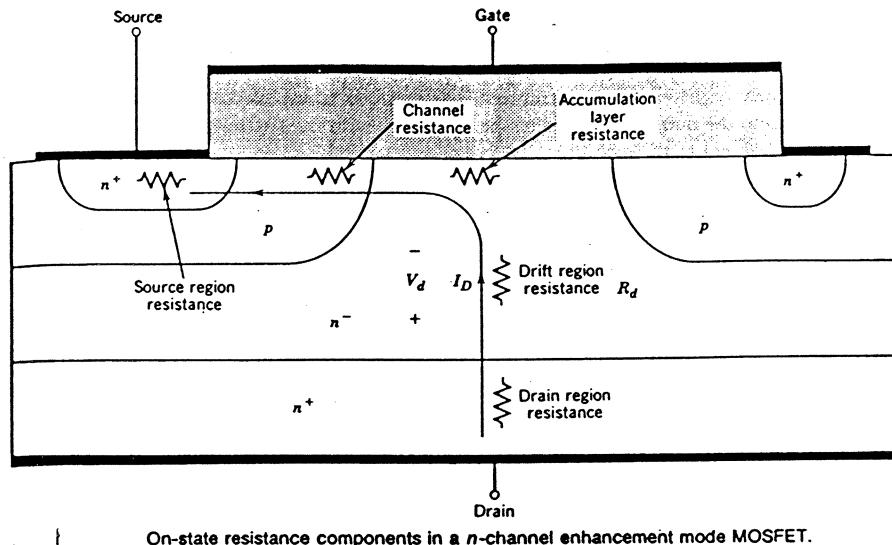


1. BUZ 211 (Siemens FREDFET)
2. IRF 451 (IR)

DURCHBRUCH SPANNUNG - LEITVERLUSTE

- OFF: • Dotierung der Driftregion bestimmt BV_{DS}

- ON: • $\frac{I_D}{V_D} \parallel R_{DS,ON}$



$$R_{DS,ON} = R_D + \dots$$

DOMINANT BEI
FETS HÖHERER
SPANNUNG

R_D !

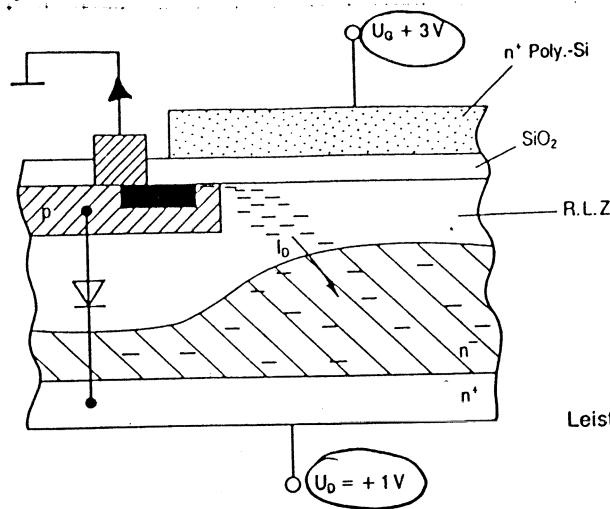
$$R_{DS,ON} \propto BV_{DS}^{2,6}$$

EINE VERDOPPLUNG VON BV_{DS} BEDEUTET EINE
VERSECHSFACHUNG VON R_D

$$\begin{aligned} 500\text{V-FET: } & 0,2 \Omega \\ 1000\text{V-FET: } & 1 \Omega \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} T \\ R_{DS,ON} \end{array} \right\}$$

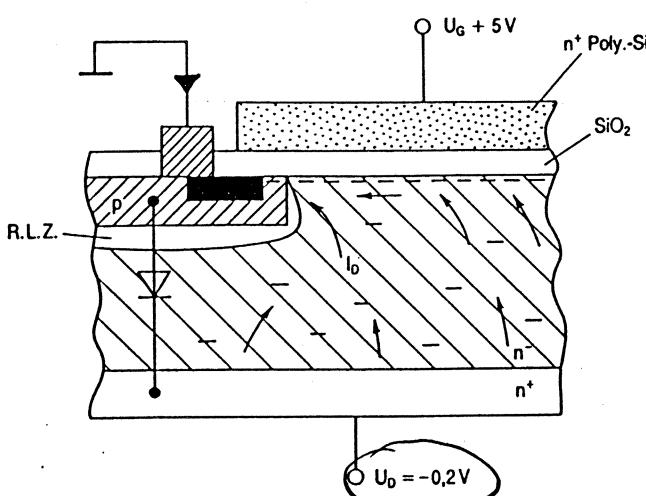
HOHE LEITVERLUSTE BEI HÖHEREN SPERRSPANNUNGEN
WEGEN FEHLENDER LEITFAHIGKEITSMODULATION
(MAJORITYCARRIERBAUTEIL; dafür aber schnell!)
↳ pos. TC!

POWER-MOSFET „UNGEEIGNET“ (d.h. nicht kosteneffizient) FÜR HÖHERE LEISTUNGEN
(z.B. Für Drehstromantriebe $> \sim 8\text{W}$ am 400V 3~ - Netz)
EFFIZIENT BEI KLEINEREN LEISTUNGEN
BZW. SPANNUNGEN!



Normalbetrieb des Leistungs-MOS-FETs.

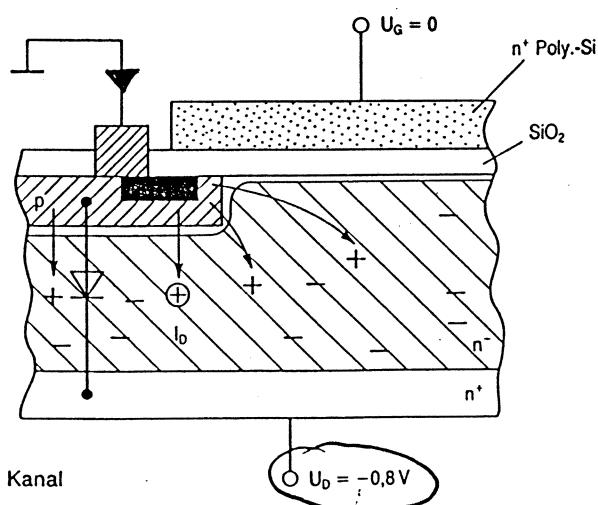
TRANSISTOR
LEITET IN
VORWÄRTS-
RICHTUNG
(LINEARBETRIEB)



Inversbetrieb
bei kleiner negativer
Drainspannung

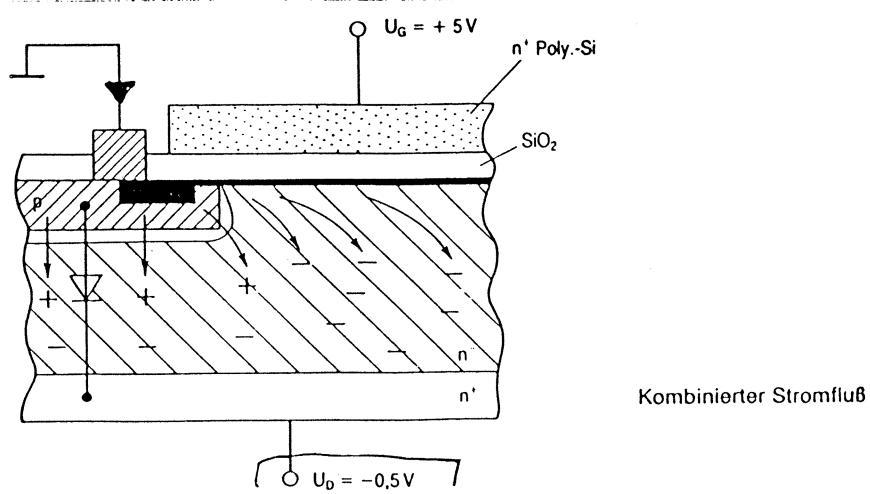
TRANSISTOR
LEITET IN
RÜCKWÄRTS RICHTUNG
(DIODE LEITET
NICHT!)

Diode oft
begrenzender
Faktor



Bipolarer
Stromfluß in Reverse-
richtung bei geschlossenem Kanal

(NUR)
REVERSDIODE
LEITET



Kombinierter Stromfluß

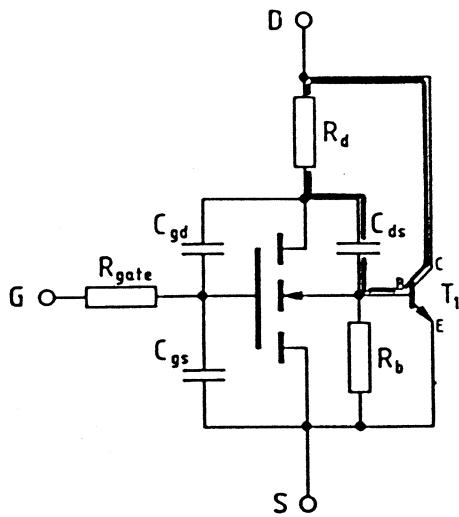
TRANS. LEITET
RÜCKWÄRTS
UND REVERS-
DIODE LEITET

DURCHBRUCHSFESTIGKEIT - dU/dt -FESTIGKEIT

Parasitärer Bipolartransistor ist bestimmt für statische und dynamische Durchbruchsfestigkeit:

$$\downarrow \qquad \downarrow$$

BV_{DS} dU/dt - LIMIT

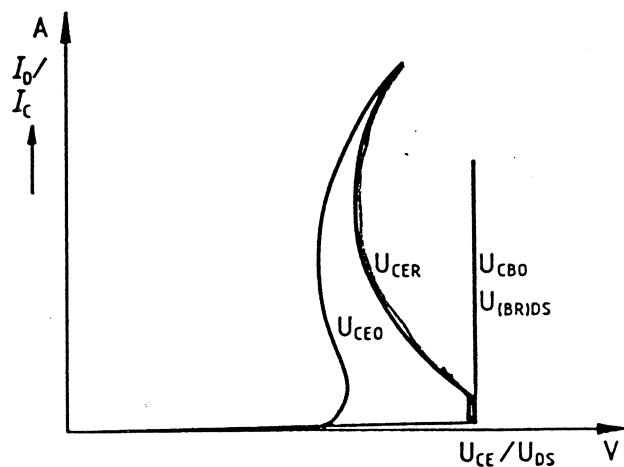


R_{gate} = interner Gate Serienwiderstand

R_d = interner Drainwiderstand

R_b = Kurzschlußwiderstand der Source n⁺ und p⁺/p⁻ Wanne einer Zelle

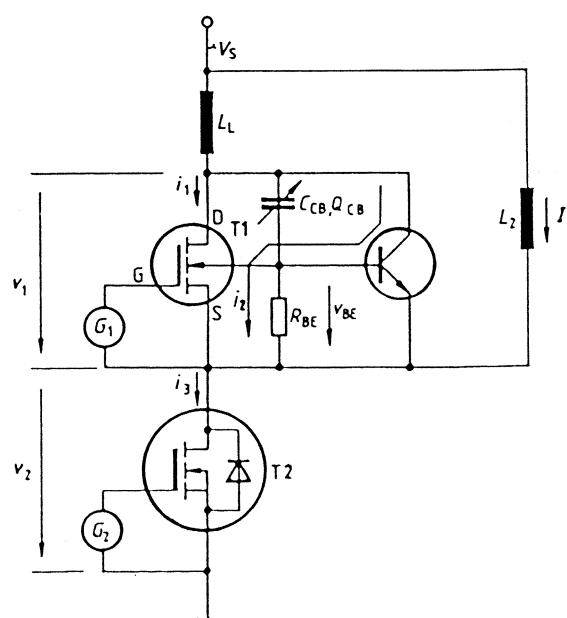
Ersatzschaltbild eines MOS-FET mit Bipolar-Transistor.



Durchbruchverhalten eines Bipolar-Transistors (U_{CER} einer MOS-Zelle liegt nahe $U_{(BR)DS}$).

HOHES $\frac{du}{dt}$ BEI HALBBRÜCKEN SCHALTUNGEN!

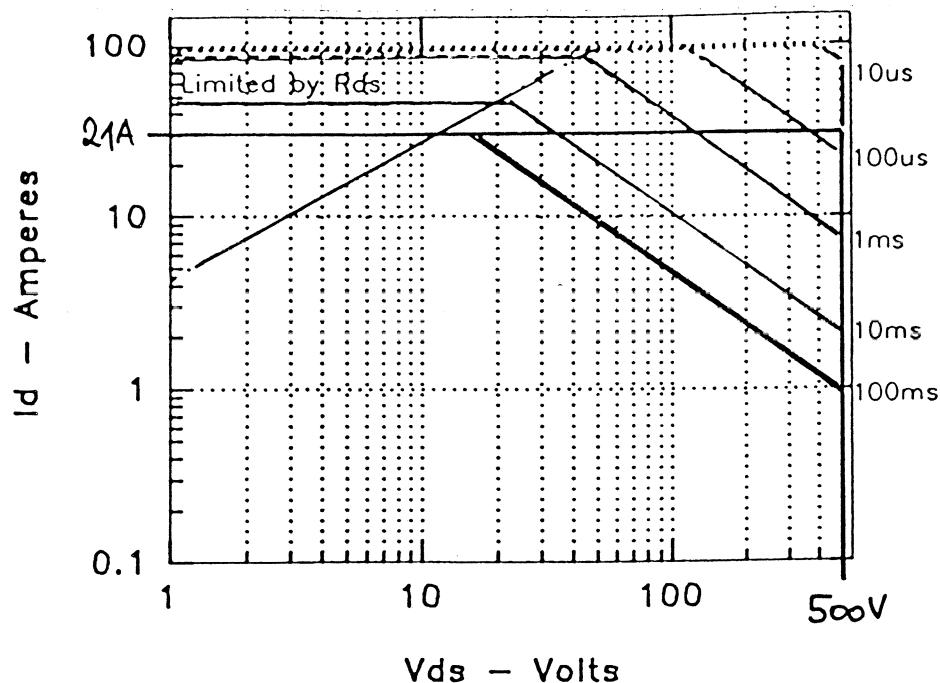
Ersatzschaltbild einer Halbbrücke



MODERNE MOSFETS SIND „AVALANCHE-RATED“ UND „ dU/dt - RATED“

SAFE - OPERATING - AREA

12



z.B. IXFH 21N50

21A | 500V

0,25 Ω

RECHTECKF. SOA

4-facher

ÜBERSTROM !

ANSTEUERSCHALTUNGEN FÜR POWER-MOSFETS

"LEISTUNGSLOSE" STEUERUNG : SPANNUNGSGESTEUERTES

braucht keinen
kann nicht unendlich schnell schalten
→ begrenztes maximales dV/dt

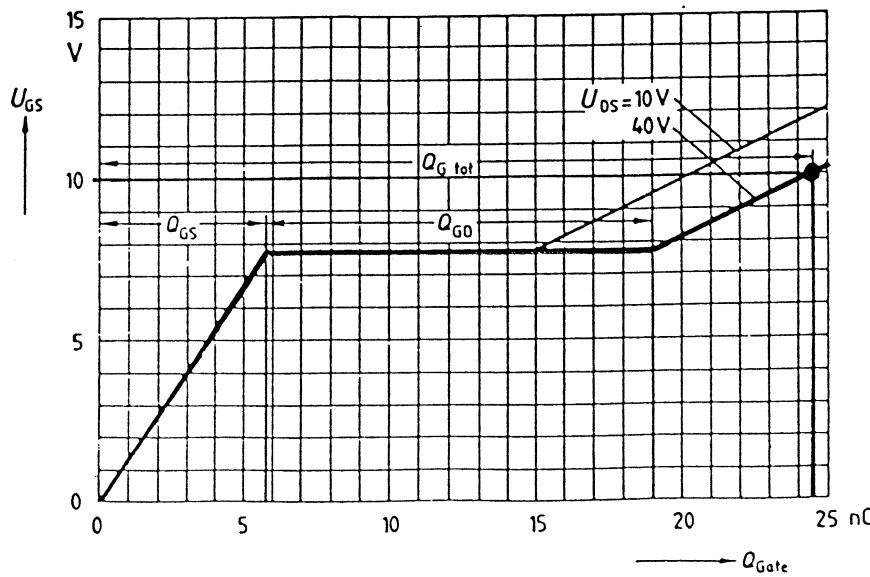
BAUTEIL

(„LADUNGSSTEUERUNG“)

C_{iss} ist nicht aussagekräftig w.g. Spannungsabh. C_{hi}

→ GATE-LADUNGS-DIAGRAMM:

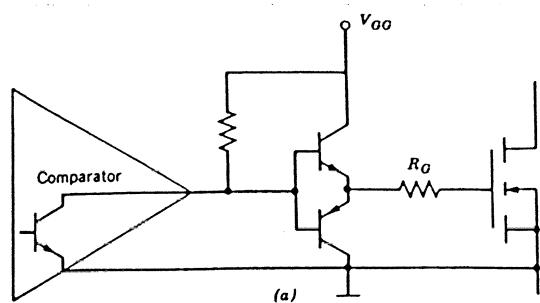
z.B. f. BUZ 71: z.B. Aufladung auf U_{ds} = 10V benötigt bei
 $U_{ds} = 40V \quad Q \approx 25\text{nC}$



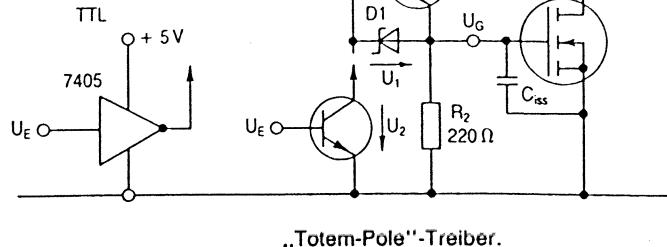
d.h. bei $f = 100\text{ kHz}$

$$I_{GL} = f \cdot Q = 2,5\text{ mA}$$

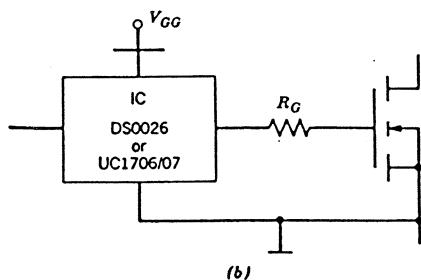
$$P_{GL} = 10V \cdot 2,5\text{ mA} = 25\text{ mW}$$



(a)

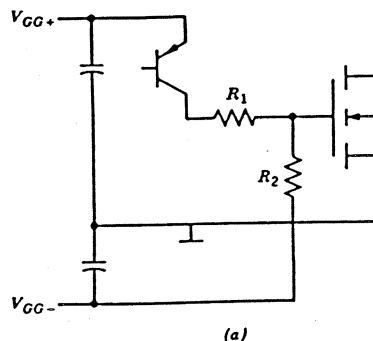


„Totem-Pole“-Treiber.

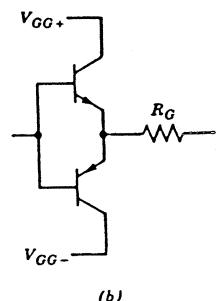


(b)

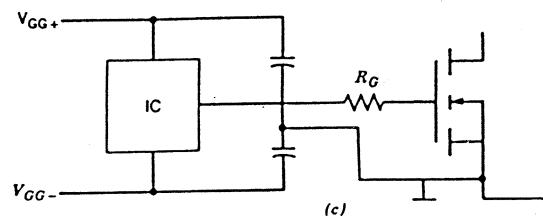
Gate drive circuit with a totem pole configuration for faster turn-off times:
 (a) discrete totem pole gate drive circuit;
 (b) integrated circuit totem pole gate drive circuit.



(a)

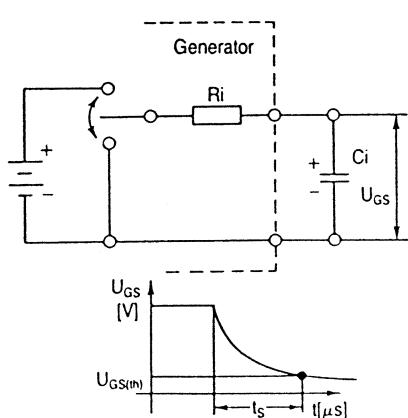


(b)

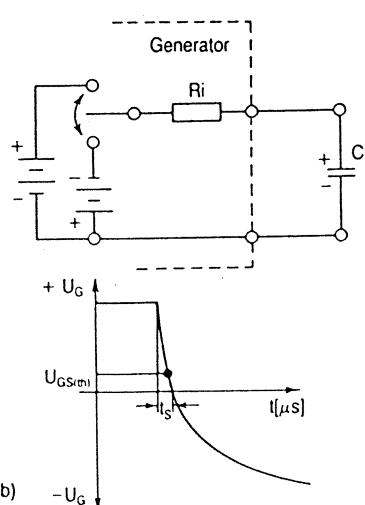


(c)

Various gate drive circuit using split dc power supplies for providing a n-channel MOSFET with positive gate-source voltages at turn-on and negative gate drive at turn-off.

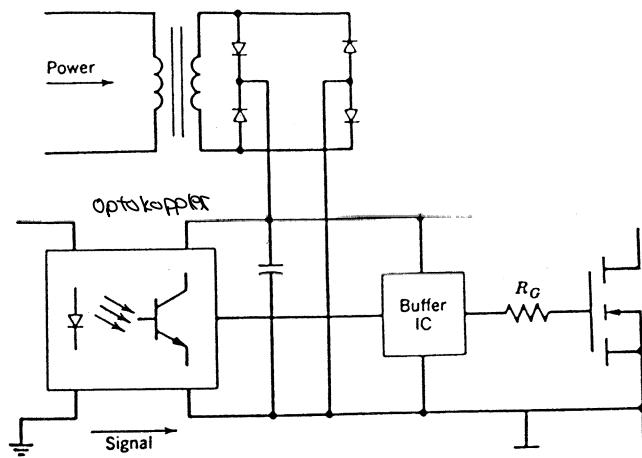


a)

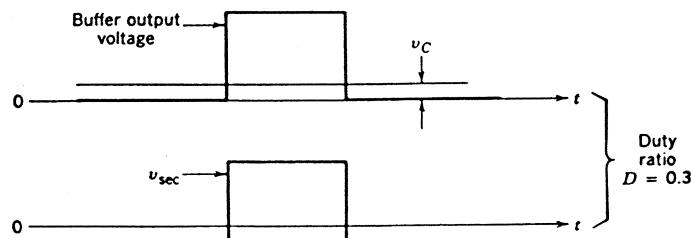
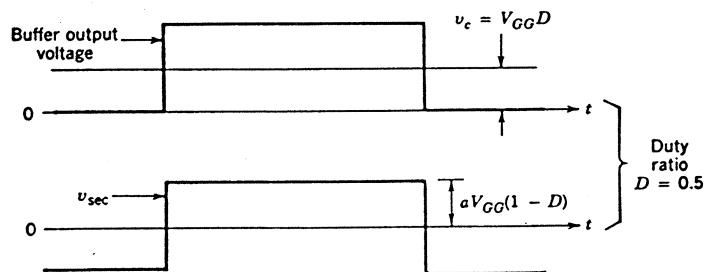
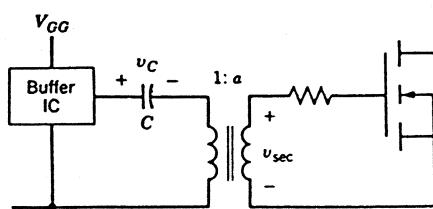


b)

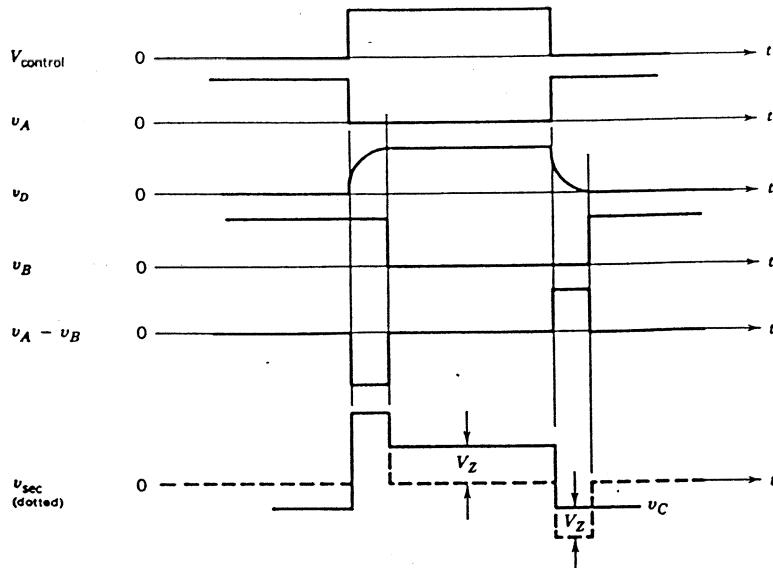
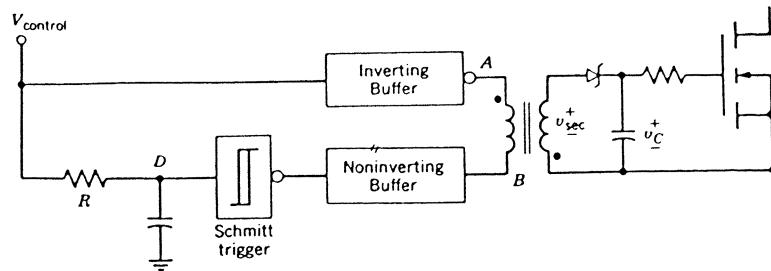
Vorteile der Abschaltung eines MOS-FETs mit negativer Steuerspannung.



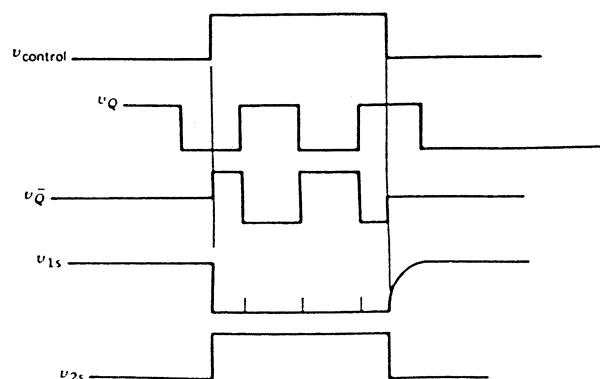
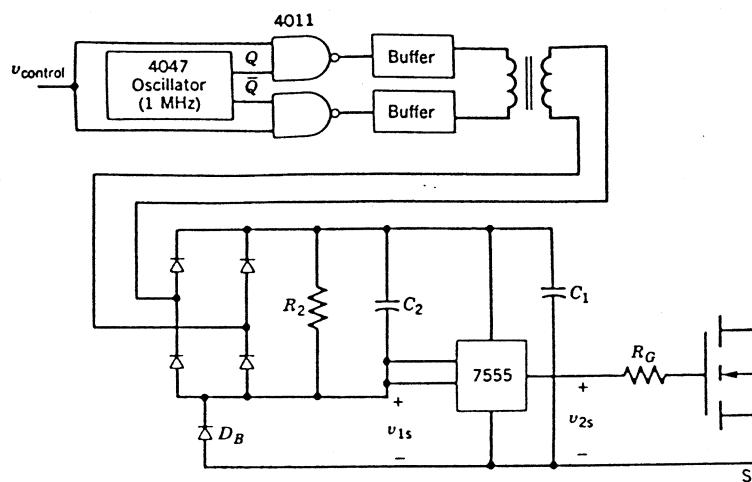
Electrical isolation of gate drive circuits using an optocoupler.



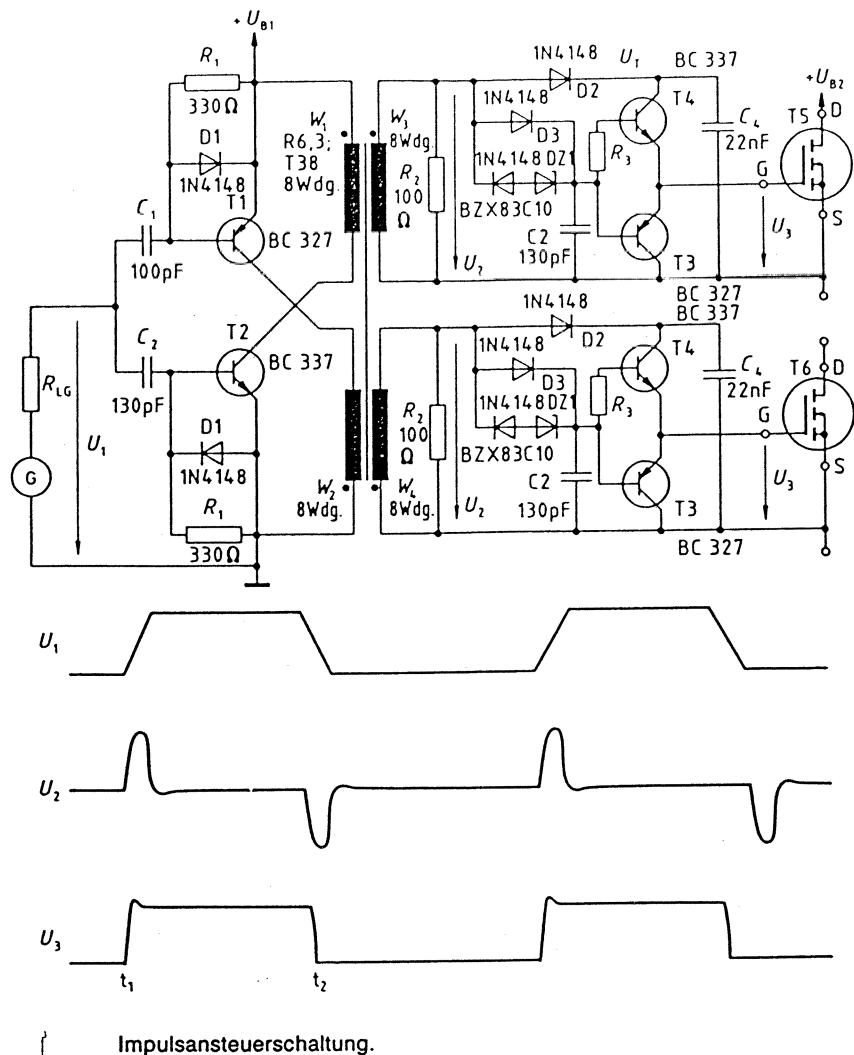
Simple transformer-isolated gate drive circuit. The duty ratio is limited to about 50% or less. Higher duty ratios result in larger voltages across the capacitor, which means that a fixed buffer output voltage produces a smaller secondary voltage V_{sec} to drive the gate.



A pulse-transformer-isolated gate drive circuit that also provides the dc bias voltages. The zener diode breakdown voltage must be less than the negative pulse out of the transformer secondary in order that a negative pulse get to the MOSFET gate to turn it off.



Transformer-isolated gate drive circuit using a high-frequency modulated carrier so that the MOSFET can be held on for long periods. No auxiliary dc power supplies are needed since both the control signal and bias power come through the transformer.



Impulsansteuerschaltung.

ANFORDERUNGEN AN ANSTEUERSTUFEN FÜR MOSFETS

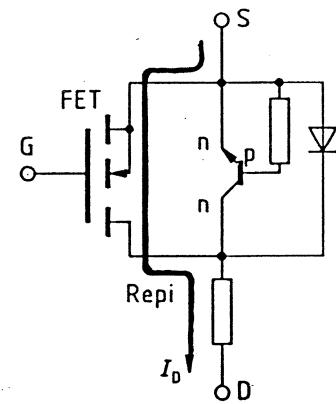
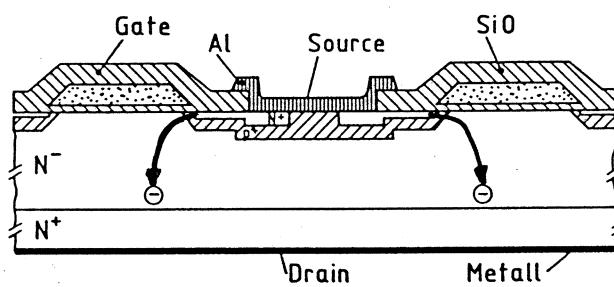
- GERINGE IMPEDANZ (DYN. + STATISCH)
- DEFINIERTE ANSTIEGSZEITEN
- HOHE (EIGEN-) STÖRFESTIGKEIT
- ISOLATION zw. STEUER- UND SCHALTERSEITE
(GERINGE KOPPELKAP.)
- KOMPAKTER AUFBAU (NAHE AM TRANSISTOR)

INSULATED-GATE BIPOLAR TRANSISTOR - IGBT

- MOSFETs wg. HOHER LEITVERLUSTE ($R_{DS,ON}$) FÜR GRÖSSERE LEISTUNGEN „UNGEEIGNET“ (UNWIRTSCHAFTLICH)
- REDUKTION VON $R_{DS,ON}$ (R_{EPI}) DURCH EINBAU EINER LEITFAHIGKEITSMODULATION

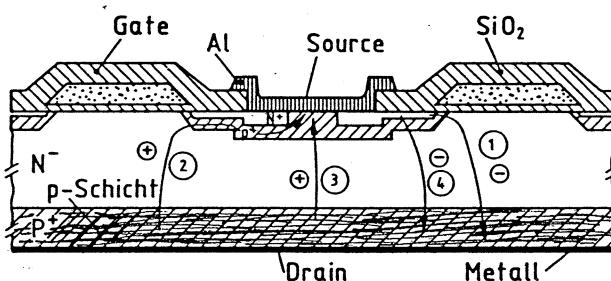
MOSFET

nur Majoritäten

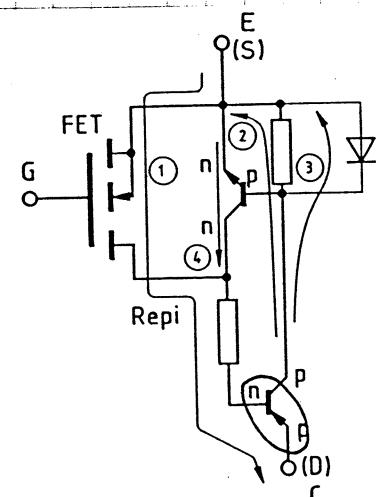


IGBT

Verringerung von R_{EPI} durch Injektion von Minoritäten aus tiefliegender P⁺-Zone („Kellerdiode“)



Freilaufdiode benötigt



Durch die P-Schicht entsteht ein PNP-Transistor dessen BE-Schicht Minoritäten in die EPI-Zone injiziert und somit R_{EPI} niederohmig macht.

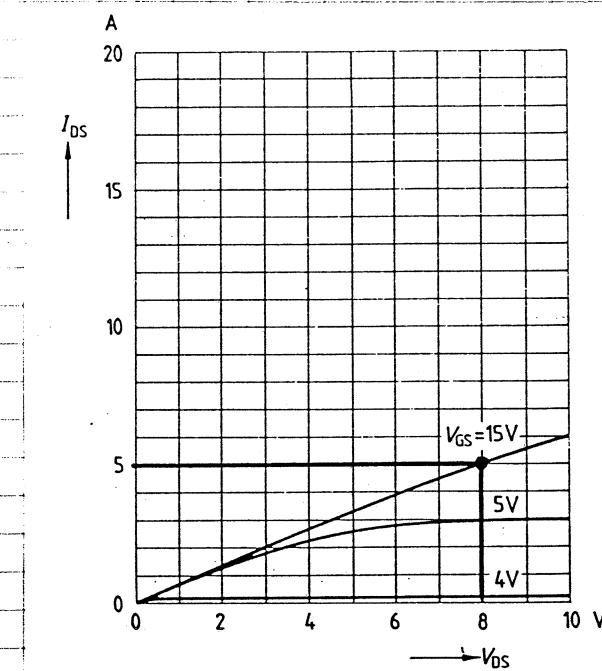
- NACHTEIL: Bauteil hat nun THYRISTORSTRUKTUR

→ IGBT kaum LATCHEN (Zünden der Thyristorstruktur) ²

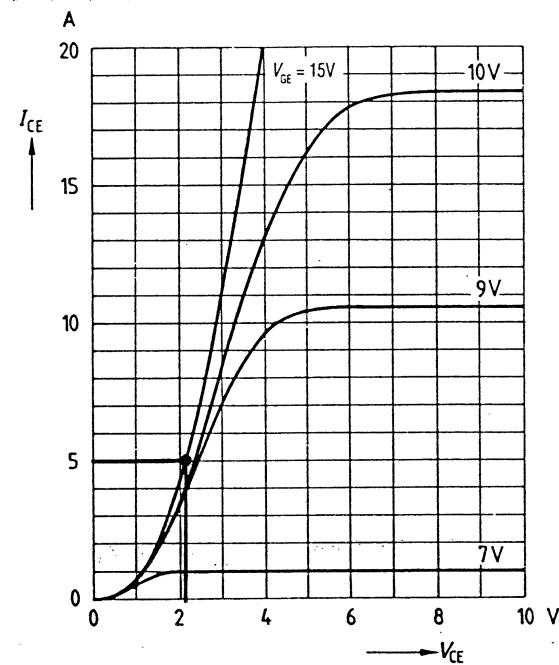
PNP-Transistor soll mögl. geringe Stromverstärkung haben!

DURCHLASSVERHALTEN

MOSFET (BUZ 5t)



IGBT (BUP 304)



$$P_{ON} = 40W$$

$$P_{ON} = 11W \quad (\text{bei gl. Chipfläche!})$$

LATCH-UP

statischer Latch-Up: bei $i > I_{max}$ (Überstrom)

dynamischer Latch-Up: bei zu schnellem Schalten

R_{GATE} meist spezifiziert!

Problem der Kurzschlußstromabschaltung! ↴

bes. P. d. Abschalten!

FREILAUFDIODE

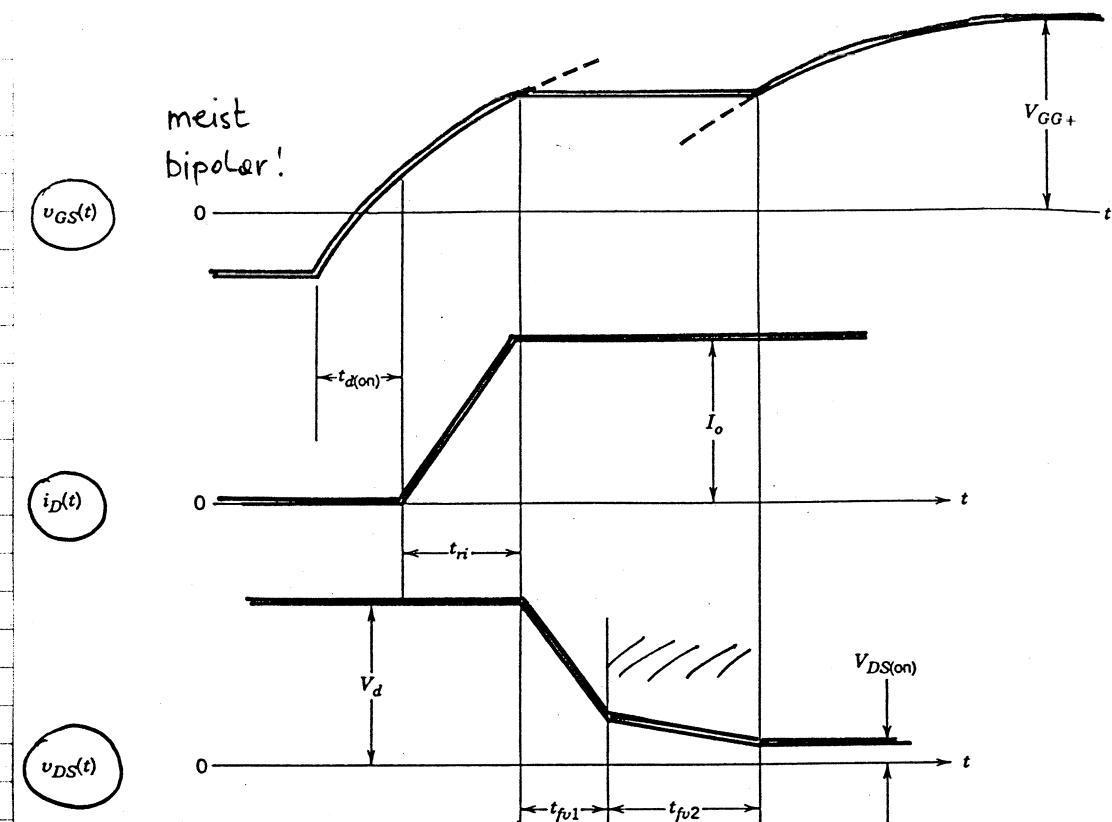
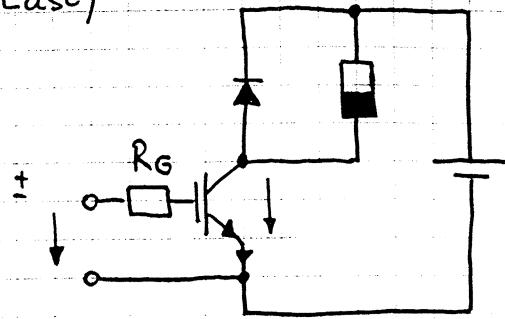
Die „integrierte“ Freilaufdiode der Mos-Struktur wird durch die P-Zone „abgeklemmt“ → externe FLD notwendig!

SCHALTVERHALTEN

(f. ind. Last)

3

EINSCHALTEN:



Turn-on voltage and current waveforms of an IGBT in a step-down converter circuit.

ähnlich wie MOSFET

FET: t_{fv2} durch $C_{Mi} \uparrow$

IGBT: — || — + MINORITÄTS-

TRÄGERINJEKTION

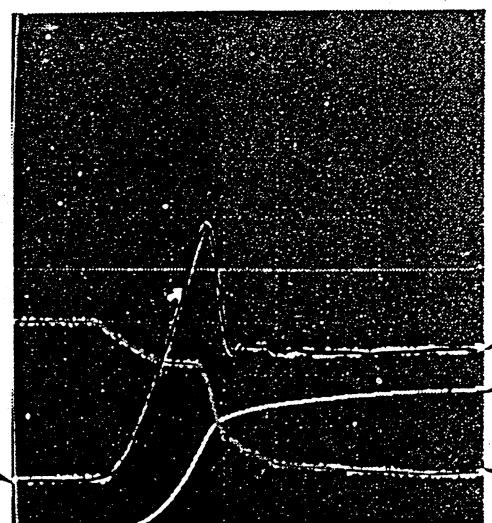
vgl. dyn. Sättigungsspannung

beim Bipolartransistor!

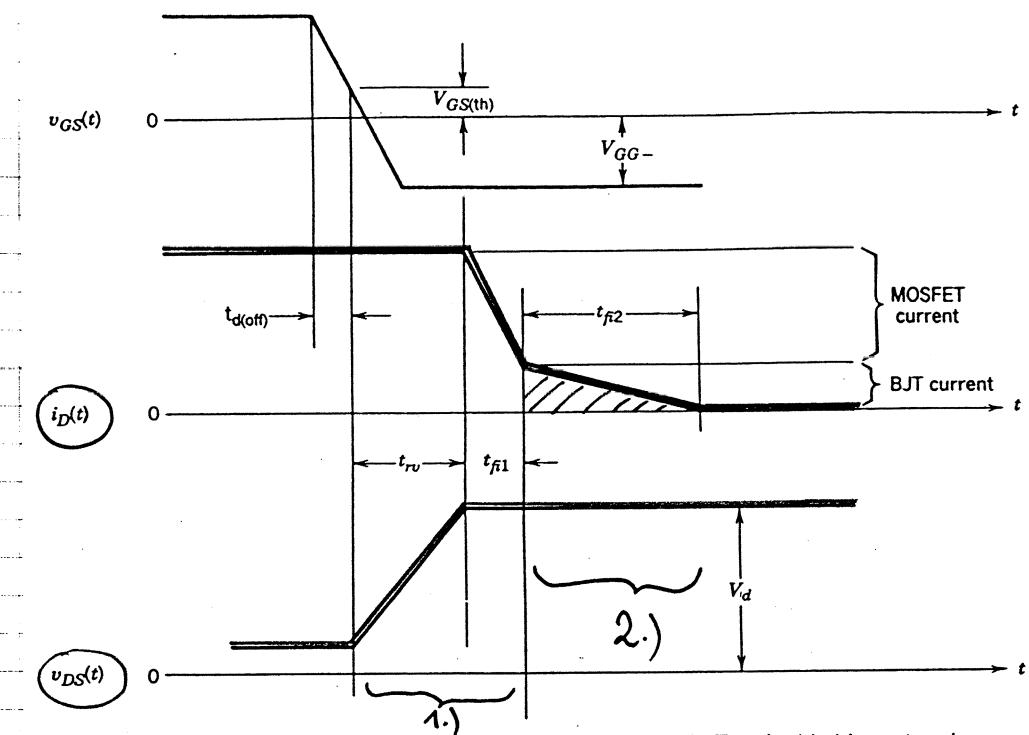
IN PRAXIS:

- DIODENRÜCKSTROM
- SPANNUNGSABFALL DURCH
VERDRAHTUNGSDINDUKTIVITÄT

Turn-on wave form



AUSSCHALTEN:



Turn-off voltage and current waveforms of an IGBT embedded in a step-down converter circuit.

2 INTERVALLE : 1.) WIE BEI POWER-MOSFET
2.) "CURRENT-TAIL"

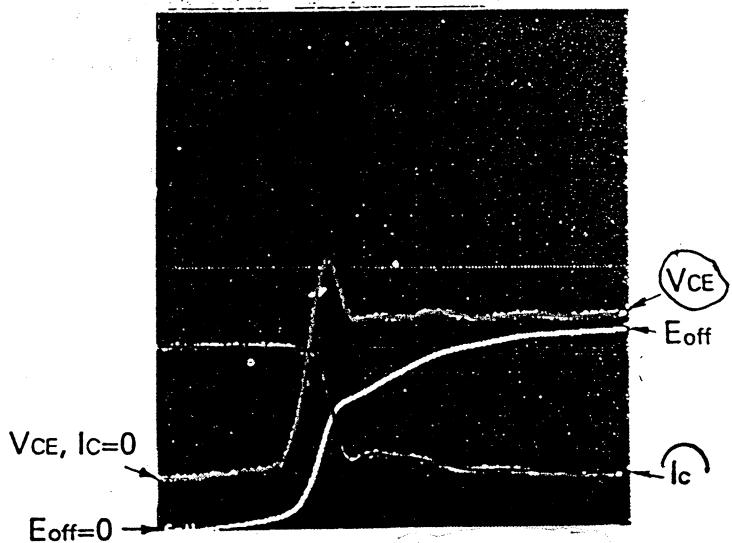
Minoritäten müssen vom Laststrom abgebaut werden

(anders als beim BIP ist die Beeinflussung über den Steueranschluß unmöglich !)

Während des Tails ist
die Spannung am IGBT
bereits hoch → Tailstrom
trägt nennenswert zu
den Ausschaltverlusten bei.

IGBT kann nicht vollständig ausschaltentlastet
werden!

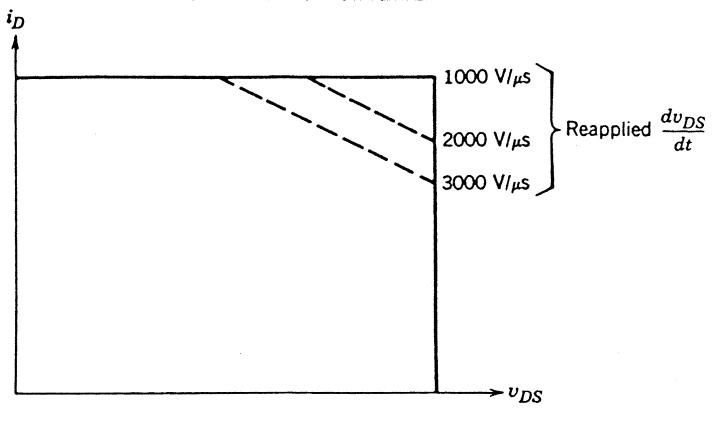
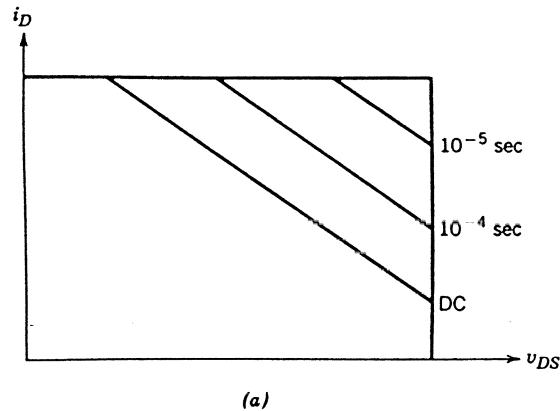
Turn-off wave form



IN PRAXIS: SCHALTÜBERSPANNUNGEN!

SAFE - OPERATING AREA

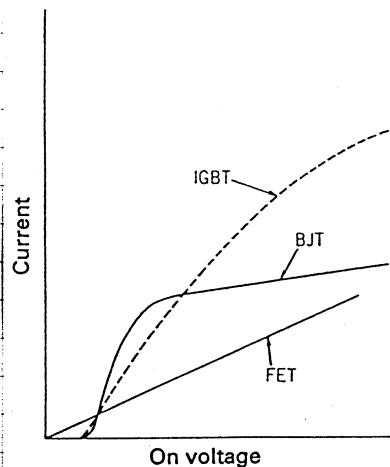
5



FSOAR

RBSOAR

KURZSCHLUSSVERHALTEN – KURZSCHLUSS-SCHUTZ



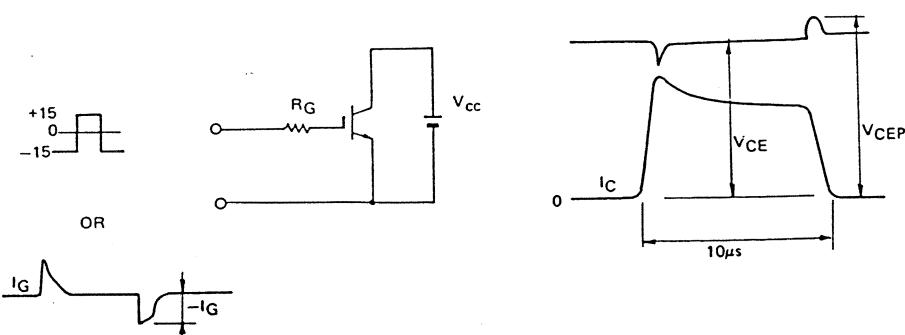
IGBT ANDERS ALS MOSFET-

OD. BIPOLARTRANSISTOR:

→ HOHER KURZSCHLUSS-STROM
= STARKE CHIPERWÄRMUNG

- ABSCHALTEN INNERHALB KURZER ZEIT ($< 10 \mu s$)
ABER NICHT SCHNELL!
(SONST ÜBERSPANNUNGEN!)

z.B. 1200V / 150A - IGBT (MG 150 Q2 YS1):



ÜBERLEBT KURZSCHLUSS MIT $R_G = 5,6 \Omega$ WENN INNERHALB
 $10 \mu s$ ABGESCHALTET UND $V_{CE} < 700V$ UND $V_{CEP} < 1000V$

FÜR MÖGLICHST GERINGE SCHALTÜBERSPANNUNGEN V_{CEP}

(IM NORMALBETRIEB BZW. BESONDERS IM KS-FALL):

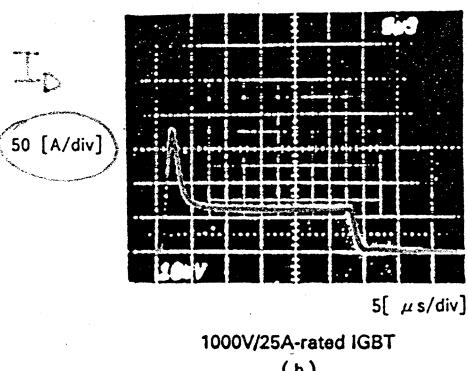
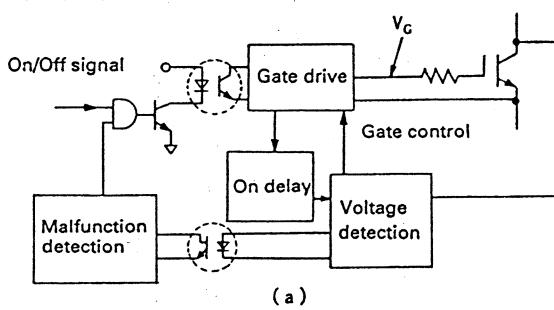
- MÖGL. NIEDERINDUKTIVER ZWISCHENKREIS

(ZK-ELKO NAHE AM TRANSISTOR, BIPLANARE
VERSCHALTUNG - „BANDLEITUNG“)

- SNUBBERS UND VOLTAGE-LIMITERS

Circuit method	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)
Operating waveform	I_C vs V_{CE}	I_C vs V_{CE}	I_C vs V_{CE}	I_C vs V_{CE}	I_C vs V_{CE}
Features	The easiest method; resonates easily.	Resonance is effective; small snubber loss.	Small snubber loss; for large-capacity devices	Large snubber effect; however, snubber loss increases along with the effect's increase.	Large snubber effect; large snubber loss; serial inductance is required.

Snubber circuits and their features



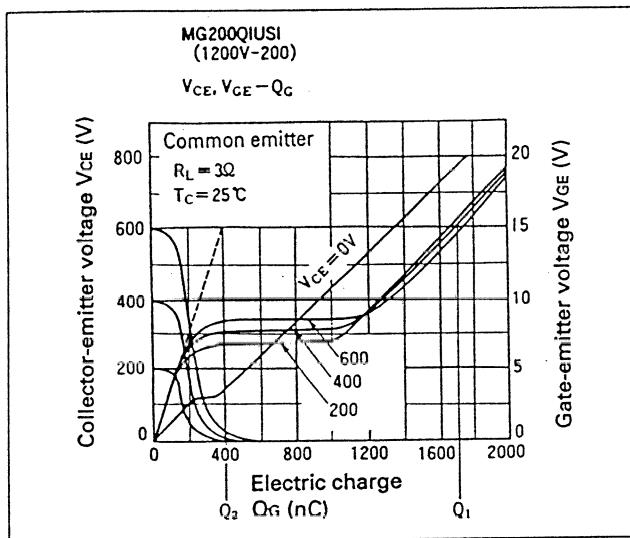
BESTER KS-SCHUTZ:

RÜCKREGELUNG DES
STROMES DURCH
VERMINDERUNG DER
GATESPANNUNG (IGBT
IM LINEARBETRIEB!)

ALTERNATIV:

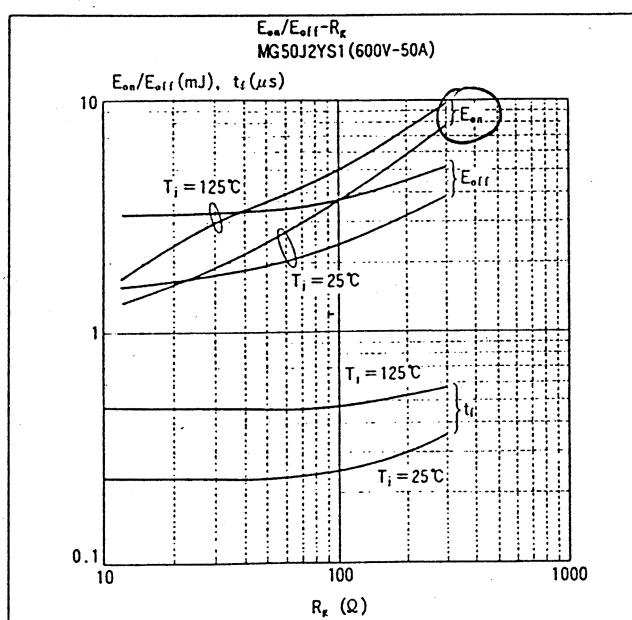
HÖHERES R_G FÜR KS-
ABSCHALTUNG

IGBT - ANSTEUERSCHALTUNGEN



Gate drive charge

"LEISTUNGSLOSE" (= LADUNGS-
GESTEUVERTE) ANSTEUERUNG
WIE BEI MOSFET

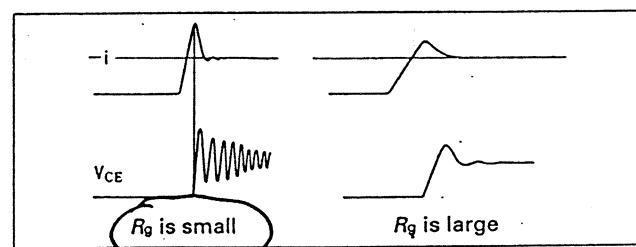


Gate resistance and switching power loss

BEI GRÖSSEREN TRANSISTOREN

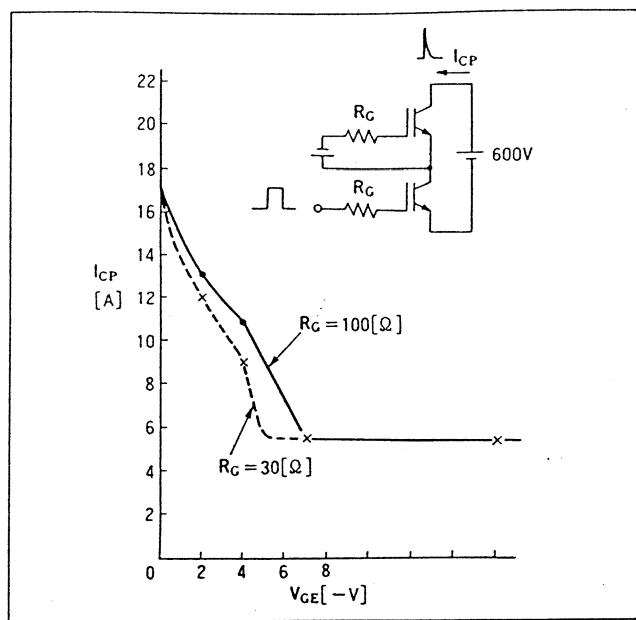
(MODULEN) IST MEIST
DER MINIMALE GATE-
WIDERSTAND SPEZIFIZIERT
(VGL. KS-SCHUTZ)

JE GERINGER R_g ,
DESTO SCHNELLER SCHALTTET
DER IGBT → GERINGERE
SCHALTVERLUSTE (BES. E_{on})
ABER GEFAHR VON
OSZILLATIONEN!

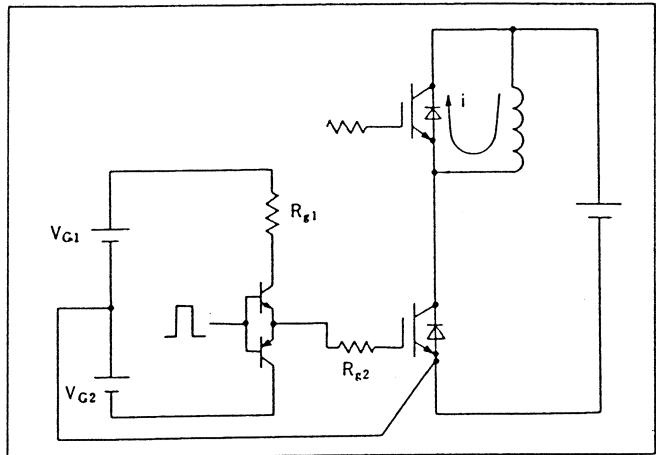


Surge voltage during R_g
and diode recovery

DA $R_G > 0$ IN BRÜCKENSCHALTUNGEN MEIST BIPOLARE
ANSTEUERUNGEN ZUR REDUKTION VON QUERSTROMEN:

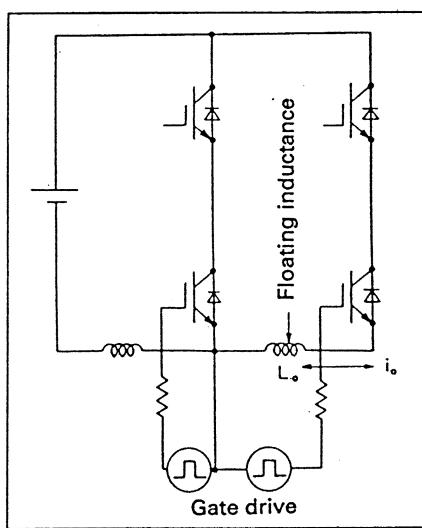


Gate negative bias voltage and
 dv/dt current (1000V/25A)

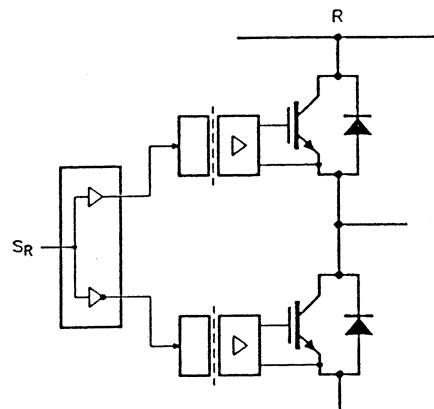


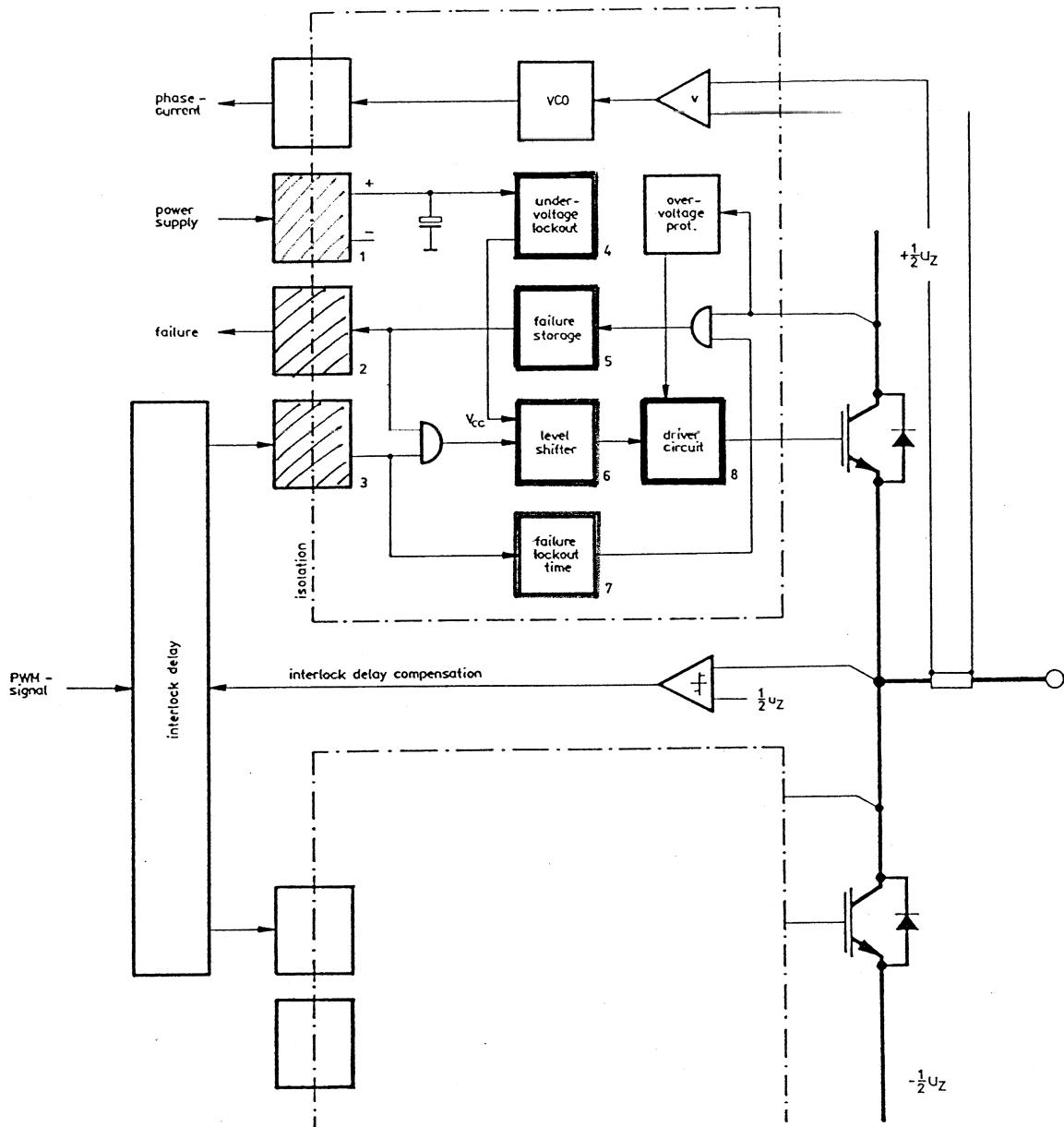
Typical insertion example of
a gate resistor

BEI GRÖSSEREN SYSTEMEN (MIT IGBT-MODULEN) MEIST
VOLLSTÄNDIGE POTENTIALTRENNUNG ZW. STEUER- UND
LEISTUNGSKREIS (AUS SICHERHEITSGRÜNDEN UND ZUR
VERMEIDUNG VON INDUKTIVEN SPANNUNGSVERSCHLEPPUNGEN):

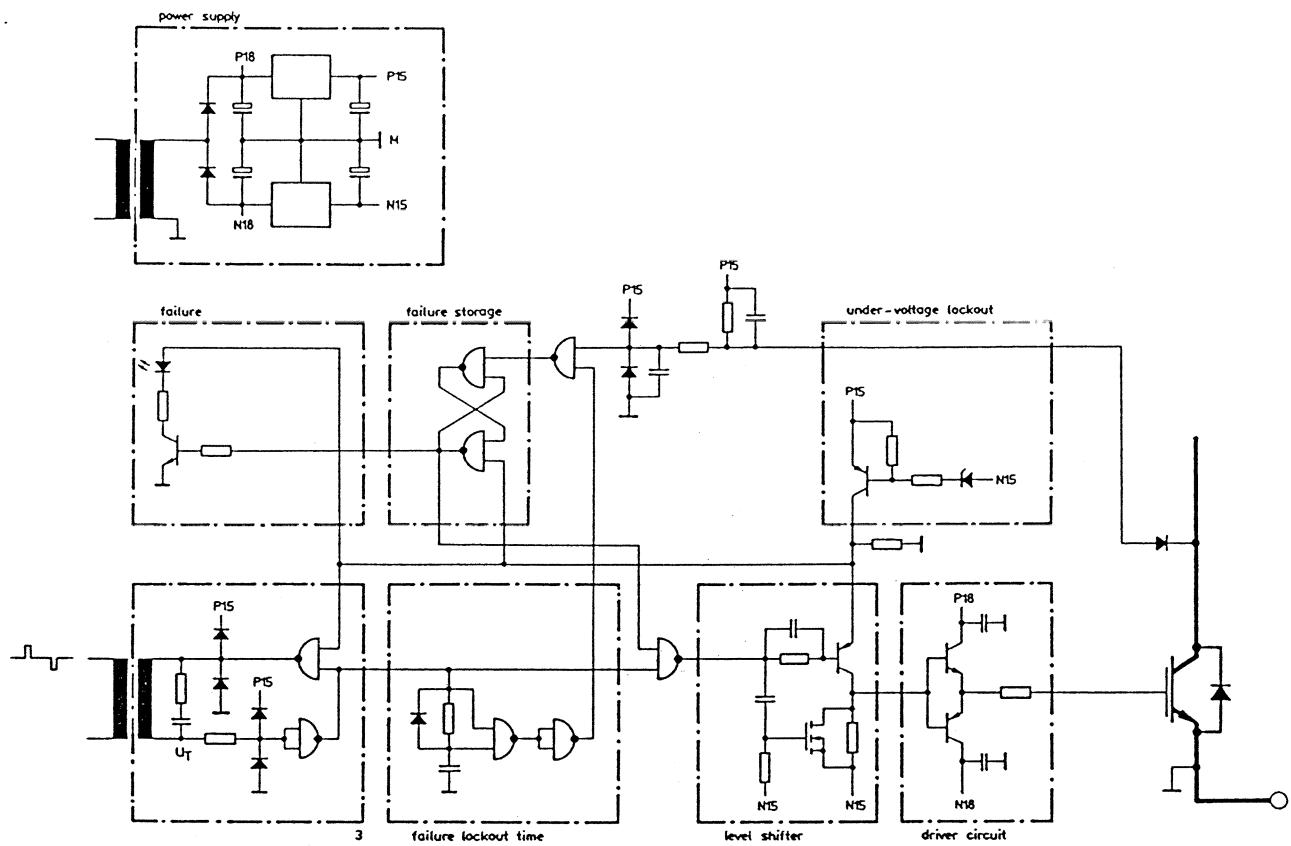


Gate-circuit noise





Strukturbild einer intelligenten Ansteuerstufe für einen IGBT-Halbbrücken-zweig mit integrierten Schutzfunktionen. (1): Stromversorgung mit einem HF-Wandler (getrennt von der Signalübertragung), (2): Potentialgetrennte Rückmeldung des Zustandes des Störspeichers, (3): Potentialtrennung der Ansteuerinformation, (4): Sperreinrichtung zur Deaktivierung der Ausgangsstufe beim Aufbau der Versorgungsspannungen (wird auch zum Rücksetzen des Störspeichers verwendet), (5): Störspeicher, (6): Pegelanpassungsstufe, (7): Monoflop zur Unterdrückung der Störungsauslösung beim Einschalten, (8): Gate-Treiberstufe.



Prinzipschaltbild einer IGBT-Treiberstufe mit integriertem Kurzschlußschutz.

VERGLEICH: IGBT - BIP - MOSFET

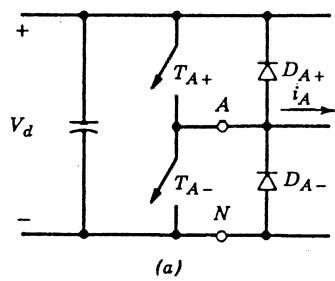
		FREQUENCY fc(KHz)	SW SPEED Toff (μs)	SATURATION VOLTAGE	PRICE (INDEX)
BIPOLAR	MG50G2Y11A (450V/50A)	X ~ 5 KHz	X 12	○ 1.5 ~ 2	○ 100
IGBT	1ST GEN MG50H2YS1 (550V/50A)	△ 5 ~ 10 KHz	△ 2	△ 3	△ 130 ~ 140
	LOW SATURATION TYPE MG50J2YS1' (600V/50A)	△ 5 ~ 10 KHz	△ 2	○ 2.3	○ 130
	HIGH SPEED TYPE MG50J2YS11 (600V/50A)	○ 10 ~ 20 KHz	○ 1	△ 3	△ 140
ADVANCED 2ND GENERATION HIGH SPEED TYPE MG50J2YS40 (600V/50A)		○ ~ ○ 15 ~ 25 KHz	○ ~ ○ 0.6	△ 2.7	△ 145
MOS FET MG50H2YM1 (500V/50A)		○ 20 KHz ~	○ 0.5	X 5 ~ 10	X 200

○ Very good ○ Good △ Not as good X Fair

PULSMUSTERVERZERRUNGEN BEI HALBBRÜCKEN

11

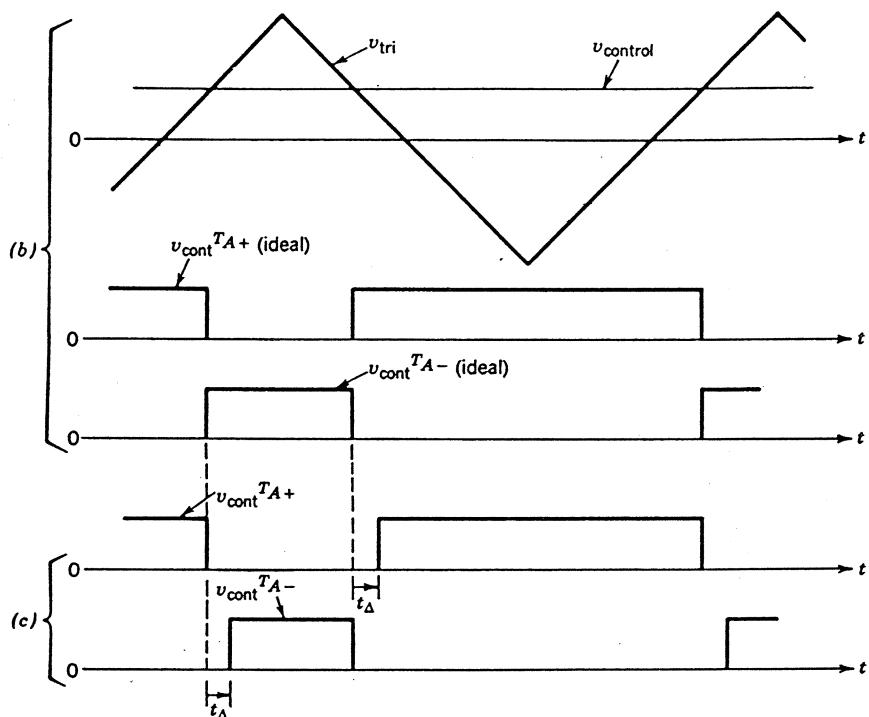
VERRIEGELUNGSZEIT ZW. OBEREN U. UNTEREN TRANSISTOR
NOTWENDIG, SONST QUERSTRÖME (BR. KURZSCHLUSS!)



$i_A > 0$: T_{A+}, D_{A-}

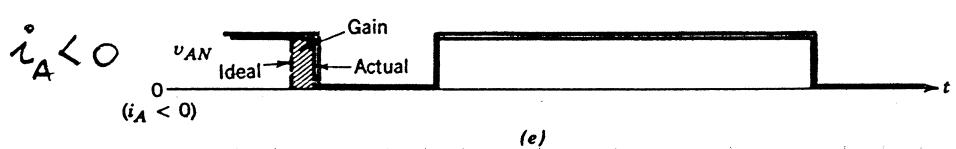
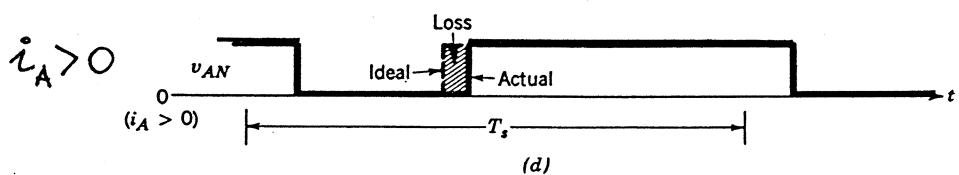
$i_A < 0$: T_{A-}, D_{A+}

μ_{AN}



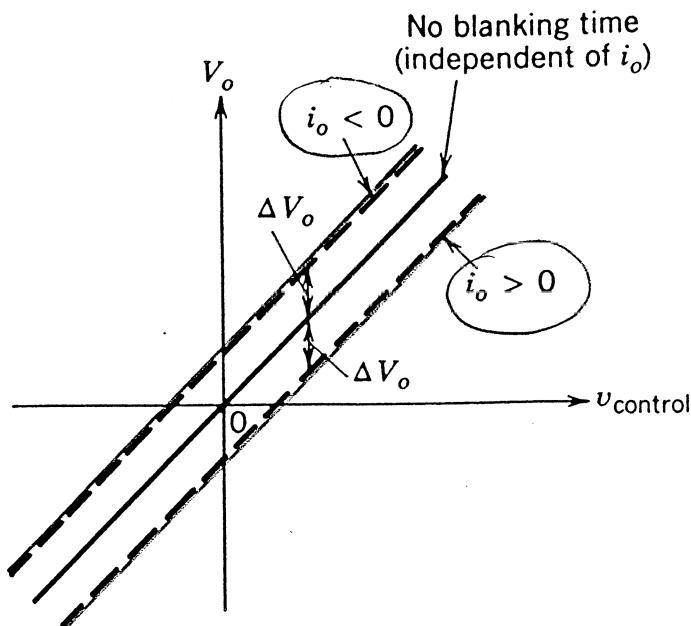
} IDEALE
ANSTEUERSIGN.

} REALE
ANSTEUERSIGN.
(EINSCHALTVERZ.)



IN DER VERRIEGELUNGSZEIT t_A IST DIE AUSGANGSSPANNUNG
 μ_{AN} VOM VORZEICHEN DES STROMES ABHÄNGIG
(IN t_A KEINE Transistoren leitend, nur Dioden!)

AUSWIRKUNGEN AUF DIE STEUERKENN LINIE:



V_o ... AUSGANGS-SP.

(BEZOGEN AUF
ZK-MITTELPUNKT)

$$\Delta V_o = V_d \cdot \frac{t_\Delta}{T_S} = V_d \cdot t_\Delta \cdot f_S$$

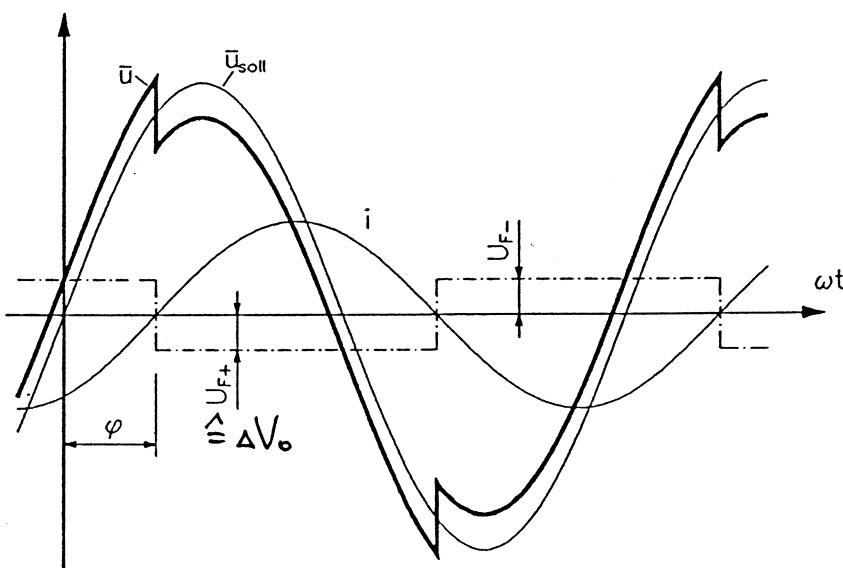
SPANNUNGSFEHLER

STEIGT MIT PULS-
FREQUENZ f_S !

z.B. Bei IGBT: $t_\Delta \approx 1\mu s$

$$V_o = 500V \cdot 1\mu s \cdot 20kHz = 10V!$$

FÜR „SINUSFÖRMIGE“ AUSGANGSSPANNUNGEN (z.B. p. ASM)



ASM-ANTRIEB

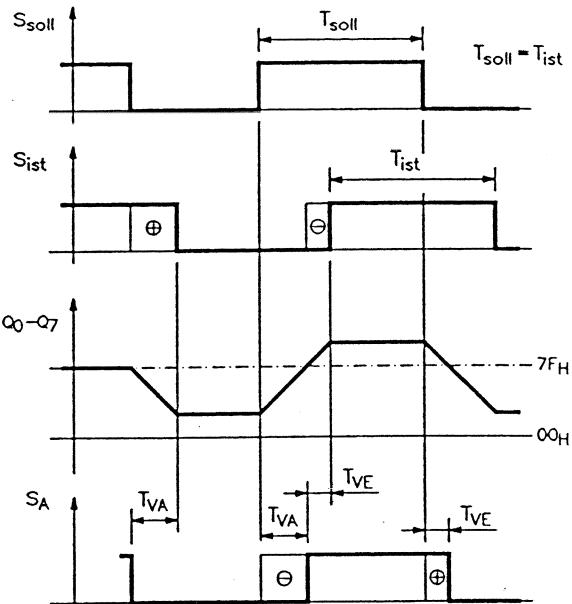
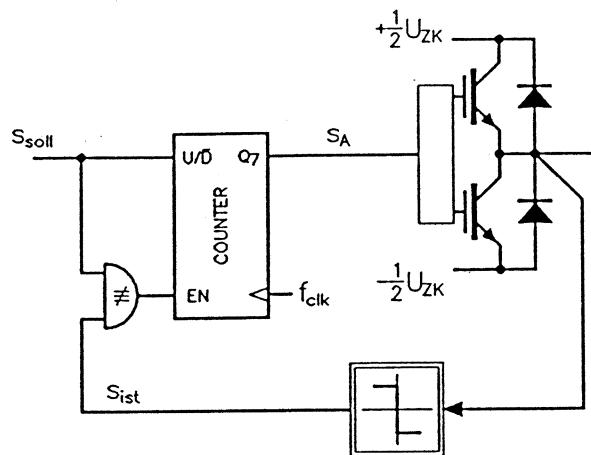
KANN DURCH
DURCH ΔV_o
U.U. SOGAR
INSTABIL
WERDEN!

IDEALER UMRICHTER: f_S mögl. hoch \rightarrow Sp. OS hochfrequent
 \rightarrow praktisch keine Stom-OS.

REALER UMRICHTER: ΔV_o bewirkt niedrfrequente Harmonische
„optimale“ f_S

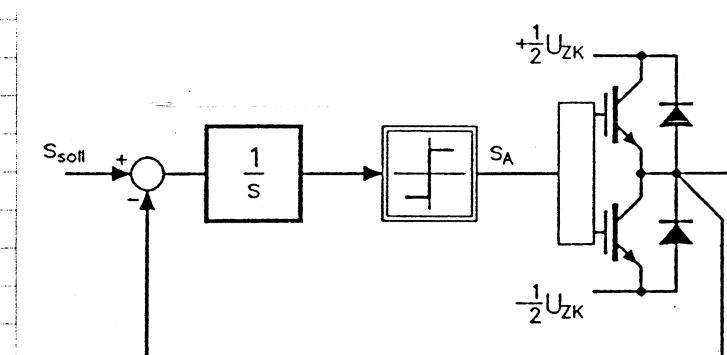
KORREKTURMASSNAHMEN:

1.) PULSZEITKORREKTUR



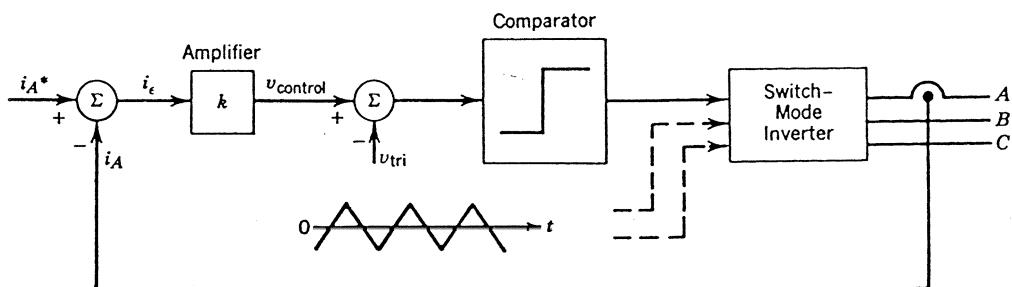
- DETEKTION D. TATSÄCHLICHEN SCHALTFLANKE
- KOMPENSATION DER FEHLZEIT DER N-TEN FLANKE BEI DER N+1 - TEN.

2.) ERWEITERUNG DES OBIGEN PRINZIPS AUF SPANNUNGSREGELUNG



- HIER AUCH KOMPENSATION DER VENTILFLUSS-SPANNUNGEN!

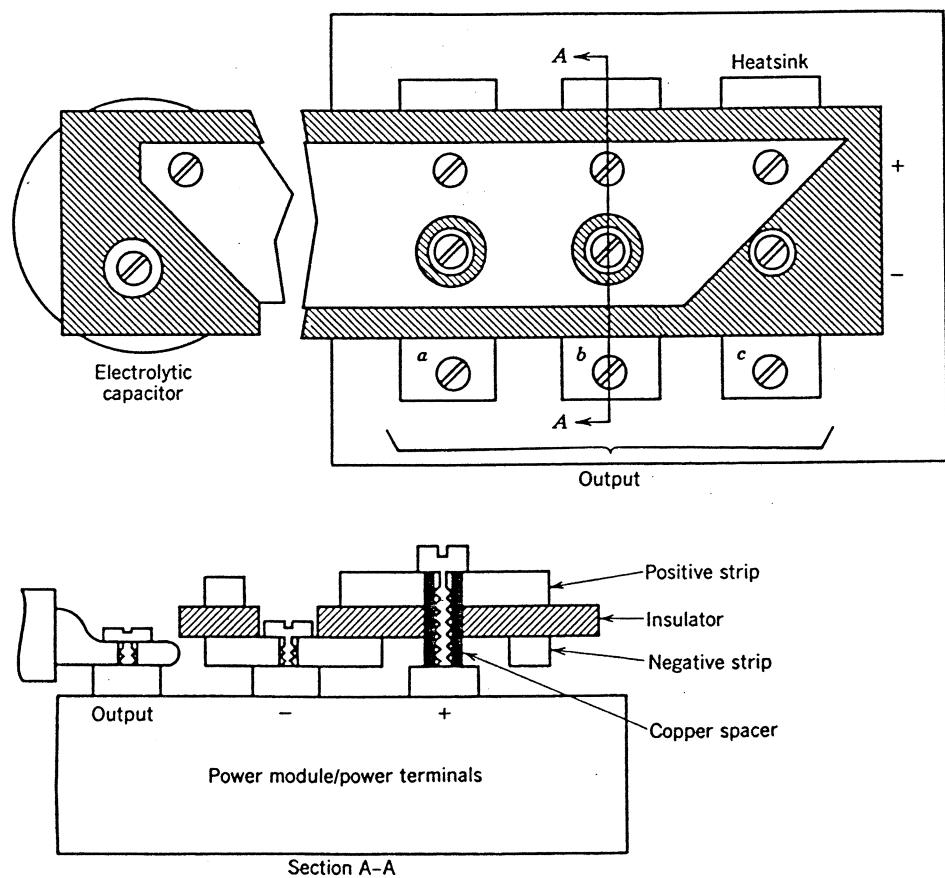
3.) IMPLIZITE KORREKTUR DURCH STROMREGELUNG



für hochwertige Systeme:

Stromregelung mit unterlagerter Puls muster korrektur
bzw. Spannungsregelung!

BEISPIEL ZUR NIEDERINDUKTIVEN VERSCHALTUNG DES ZWISCHENKREISES



Example of the use of low-inductance copper strips to interconnect transistor modules of a three-phase inverter and an electrolytic capacitor. Several electrolytic capacitors may be connected in parallel.