

# Stromrichtersteuerungstechnik

Vorlesungsunterlagen:

[http://www.eti.kit.edu/studium\\_srst.php](http://www.eti.kit.edu/studium_srst.php)

User: Gate } alles als  
Passwort: Treiber } 1 zip-Datei

Prüfung: mündlich, 25 min, Anmeldung bei Fr. Czapnik

Anna Czapnik

Sekretariat Elektrische Antriebe und Leistungselektronik

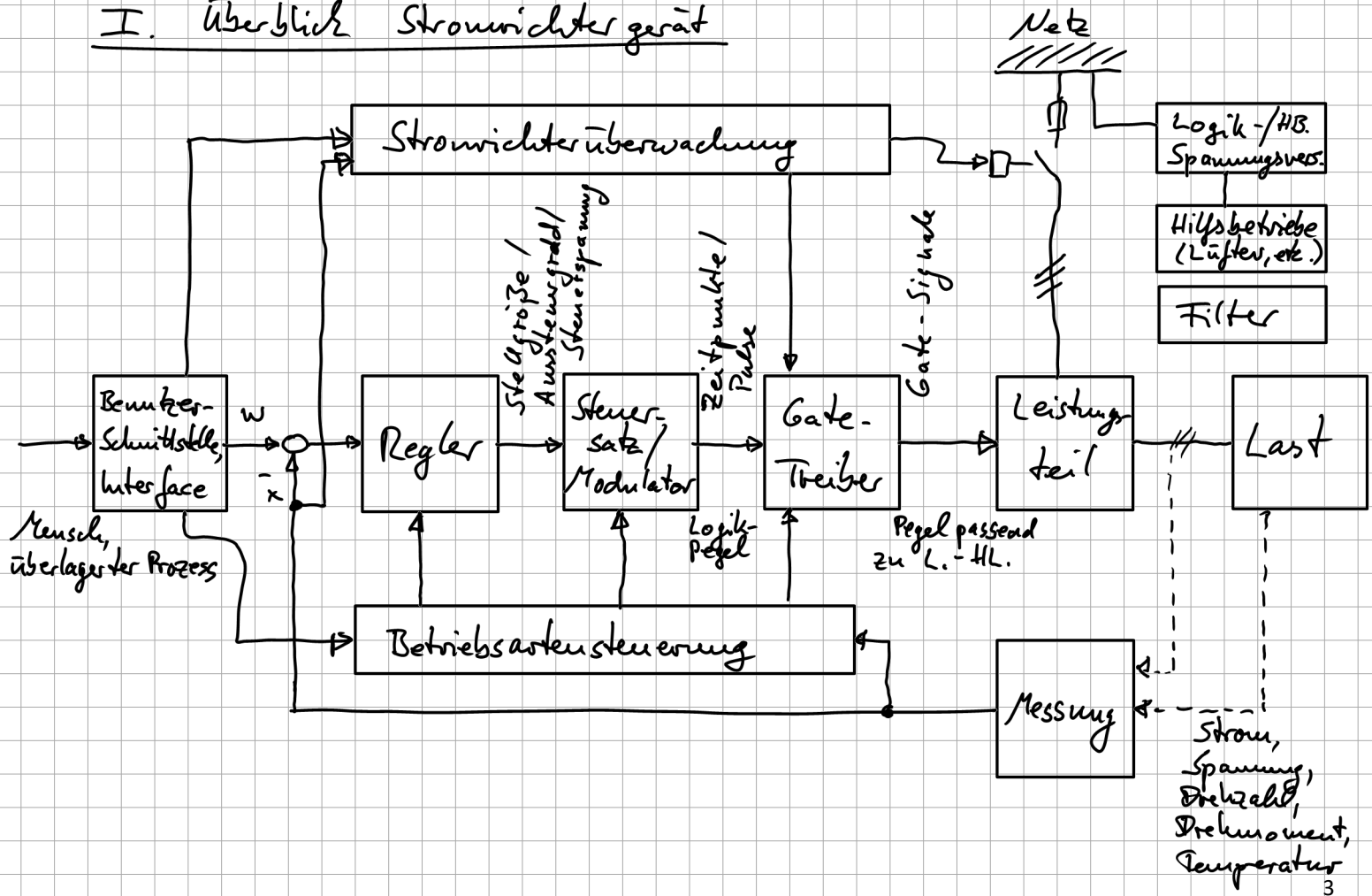
Raum: 112 im ETI

Tel.: +49 721 608-42472 mail: [anna.czapnik@kit.edu](mailto:anna.czapnik@kit.edu)

# Inhalt

1. Überblick Stromrichtergerät
2. Messungen / Messeinrichtung
3. Netzegeführte Stromrichter
4. Selbstgeführte Stromrichter
5. Spezialitäten

# I. Überblick Stromrichtergerät



# I. 1) Interface

→ Schnittstelle Mensch / Prozess - Stromrichter / "Maschine"

↳ HMI = Human Machine Interface

Eingaben: • direkt (von Hand, Bedienfeld, Bedien terminal, ...)

• indirekt (fern gesteuert, unterlagert)

→ Schaltbefehle, Sollwert

- Schalter, Taster, Potis, Tastatur, etc

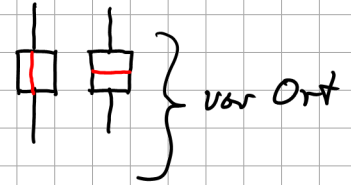
Ausgaben: Betriebszustände, Messwerte

• Leuchtanmelder (Lämpchen, LEDs), Stellungsmelder

• Anzeigeeinstrumente  analog - digital

• analoge, digitale Ausgänge, Feldbus, Kontakte

• USB, Ethernet (Webserver in Controllern)



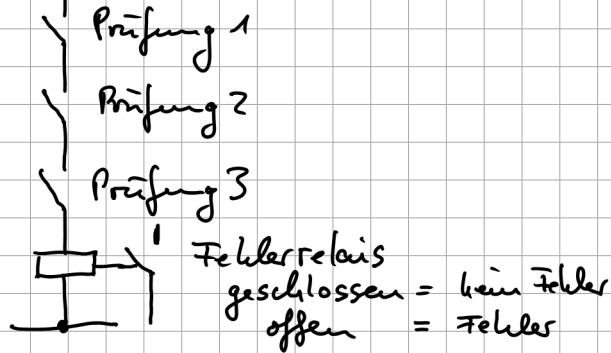


# I. 2) Überlagerte Steuerung / Stromrichterüberwachung

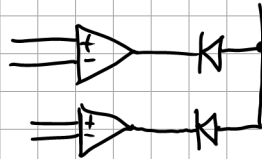
## a) Fehlermanagement

Fehlerschleife

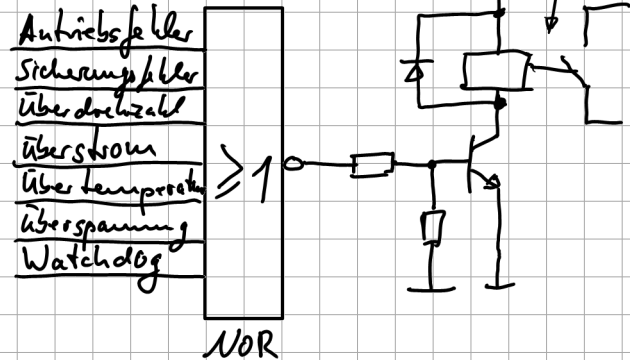
Steuerspannung 24VDC/230VAC



mit Komparatoren:



elektronische Lösung:



b) EIN/AUS - Schalten des Stromrichters überwachen / steuern

- Einschaltbedingungen prüfen

Netz prüfen (vorhanden? Frequenz? Phasenlage?)

Hilfsbetriebe bereit?

Messeinrichtungen OK?

- Einschaltreihenfolge einhalten

→ Hilfspannungsversorgung, Hilfsbetriebe / Rechner,  
Zwischenkreis vorladen, Pulsfreigabe erteilen

- Überwachung im Betrieb

Zustände, Sicherungen, Grenzwerte (Fehlermanagement)

- Ausschaltreihenfolge einhalten

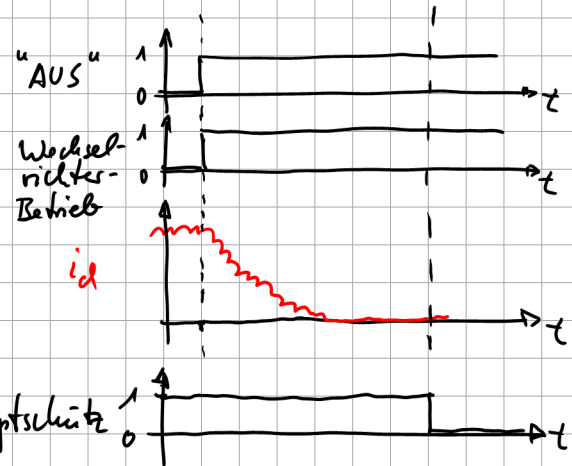
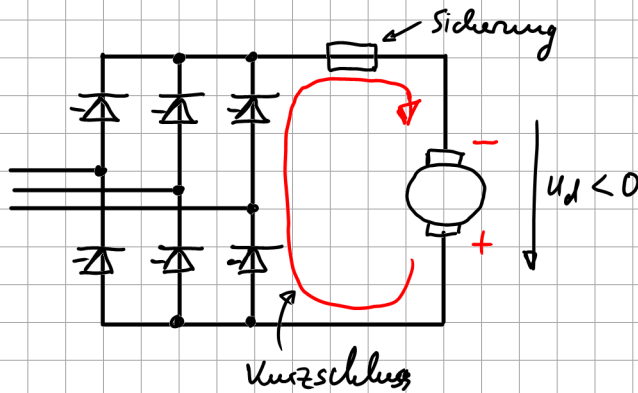
- Leistungsteil ausschalten, Peripherie abschalten, Nachkühlen

- sicheres Stillsetzen der Anlage

- bei NSR (Netzgeführte Strömrichter):

im Rückspeisebetrieb ( $\alpha > 90^\circ$ ) wird bei Wegfall  
des Netzes die Last kurzgeschlossen

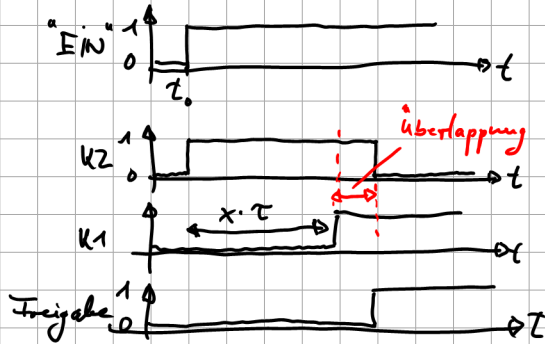
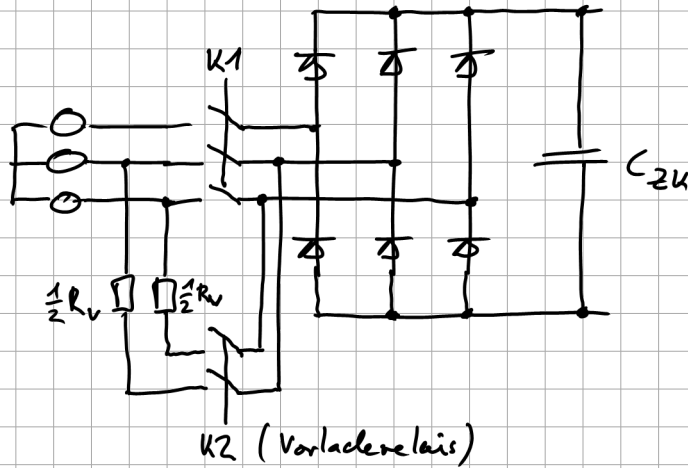
$\Rightarrow$  erst Abschalten, wenn  $I_d = 0$



1. Zuerst in den Wechselrichterbetrieb gehen  
 $\Rightarrow$  Energie wird aus dem Gleichspannungs-Kreis in's Netz übertragen.
2. Wenn  $i_d = 0 \rightarrow$  Netz trennen

$\rightarrow$  Falls das Netz im Fehlerfall ausfällt: Sicherungen

### c) Vorladen des Zwischenkreises (ZK)



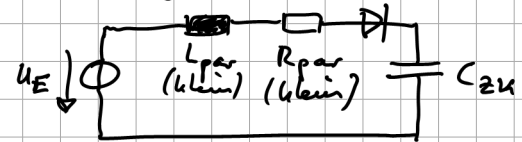
Zeitkonstante  $\tau$ :  
 $\tau = R_i C_{ZK}$   
 (PT1-Glied)

$x = 1 \rightarrow 63\%$   
 $x = 3 \rightarrow 95\%$   
 $x = 5 \rightarrow \sim 100\%$

Alternativ: ZK-Spannung messen

hartes Einschalten:

- Kurzschluss zw. Netz und noch leerem  $C_{ZK}$
- Durch parasitäre Induktivitäten (euphasig):



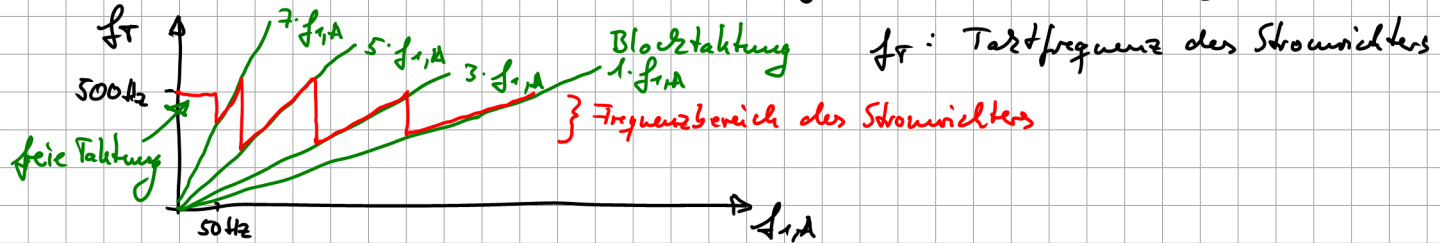
$\Rightarrow$  "halber Schwingkreis"  
 Diode sperrt, sobald  $\hat{u}_{ZK} = 2 \cdot U_E$

- $\Rightarrow$
1. hoher Einschaltstrom
  2. Spannung bis zu  $2 \cdot U_E$  an den Halbleitern

$\Rightarrow$  Vorladung des ZK hilfreich

# I. 3) Betriebsartensteuerung

- variable Aufgaben (Momentenregelung, Drehzahlregelung)
- Steuerverfahren ändern (freie Fahrtung, synchronisierte Fahrtung, Blockfahrtung)

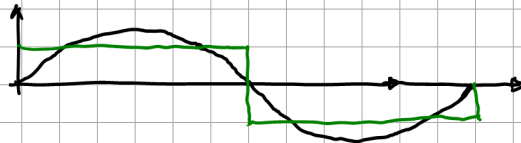


freie Fahrtung:  $f_T$  sollte mind. 10x größer als die Grundschwingungsfrequenz des Stromrichter-Ausgangsspannung sein ( $f_{1,A}$ )

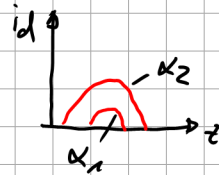
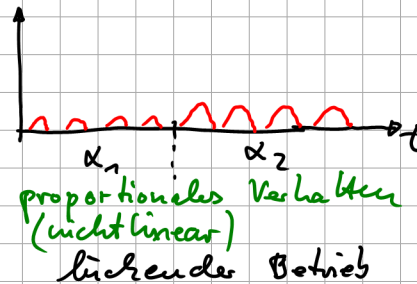
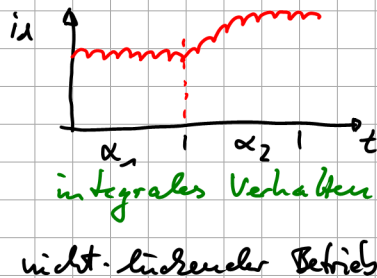


synchronisierte Fahrtung:  $f_T = x \cdot f_{1,A}$   $x \in \mathbb{N}$  meist 3, 5, 7, 9, also ungeradzählige Vielfache

Blockfahrtung:  $f_T = 1 \cdot f_{1,A}$



- Taktfrequenz anpassen (z.B. lange Vollauststeuerung beim Anfahren)
- Regelverfahren ändern
  - Parameter ändern (Clip-Tuning, Kundenwünsche einbauen)
  - Reglerstruktur, z.B. aus PI-Regler einen P-Regler machen  
z.B. wenn sich die Strecke während des Betriebs ändert



## I. 4) Regler

1. Stabilität

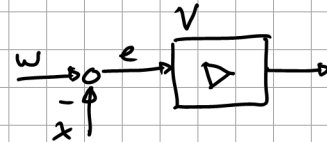
2. genaue Einstellung des Sollwerts  
(stationäre Genauigkeit)

3. schnelle Einstellung des Sollwerts

widersprüchliche  
Anforderungen

⇒ Kompromiß

• Soll- Istwert- Vergleich & Reglerverstärker

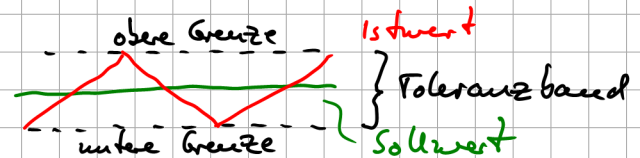


• Skalare Regler, lineare Regler, Zweipunktregler,  
Vektorregler, Kaskadenregler, Zustandsregler,  
P-, I-, PI-, PID- Regler

• analoge oder digitale Realisierung

• Zweipunkt-/Toleranzbandsregler:

- "Nie stationär genau"
- variable Totfrequenz je nach  
Größe des Toleranzbands

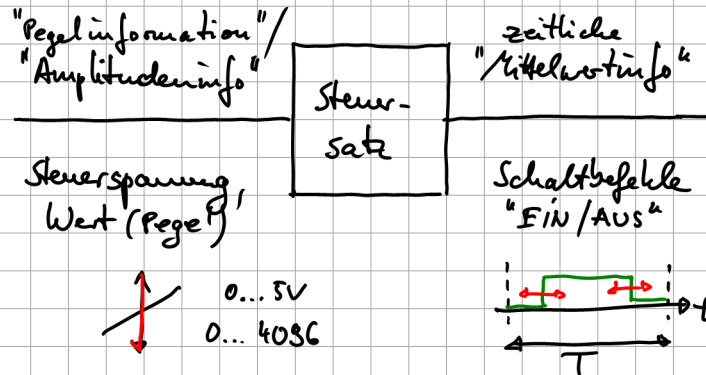


• Ausgangsgröße: Stellgröße

analog: Steuerspannung

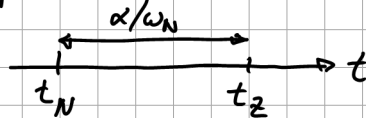
digital: Wert (Zahl), interpretiert als Regel

# I. 5) Steuersatz / Modulator



Steuersatz = Modulator

- netzgeführte Stromrichter:



Zündwinkel  $\alpha$ , natürl. Zündzeitpunkt

$t_n$  = nat. Zündzeitp.

$t_z$  = Zündzeitpunkt

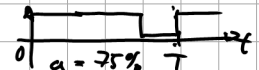
$$t_z - t_n = \frac{\alpha}{\omega_N}$$

- selbstgeführte Stromrichter:

freie Wahl der Taktfrequenz  $f_T = \frac{1}{T}$

→ Aussteuergrad (Tastverhältnis, "Duty Cycle")

$$a = \frac{T_E}{T}$$





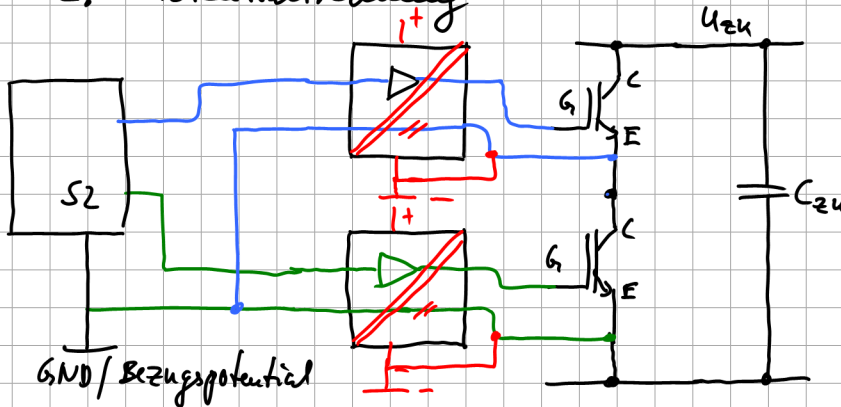
## I. 6) Gate-Treiber

1. logisches Signal vom Steuersatz  $\rightarrow$  el. Ansteuersignal für die Leistungs-Halbleiter

$\rightarrow$  Verstärkung  $\rightarrow$  bei Thyristoren: Zündverstärker

Bsp: 3,3V-Logik, 20mA max.  $\rightarrow$  0/15V, 9A<sub>peak</sub> für Mosfets  
 $\rightarrow$  TC4422

2. Potentialtrennung



- Vermeidung von Kurzschluss verschiedener Bezugspotentiale
- Sicherheit
- EMV

3. Überwachung / Rückmeldung  $\rightarrow$  potentialgetrennt (z.B. Optokoppler)  
 $\hookrightarrow$  der Leistungshalbleiter, z.B. Brückenkurzschluss, Überspannung etc.

## 7) Messung

- physikalische Größe  $\rightarrow$  elektrische Größen  
 $\rightarrow$  logische Größen
- gemessen wird:
  - kritische Größen für Überwachung, z.B. Überstrom
  - "Istwerte" für Regelung, z.B. Mittelwert, Frequenz
- evtl. Potentialtrennung
- Messbereich
  - Wertebereich (Min - Max) festlegen
  - Skalieren
  - Überspannungsbereich vorsehen  
 $\rightarrow$  "Überschwingen"
  - Wertebereich ausnutzen!  
 $\rightarrow$  Genauigkeit

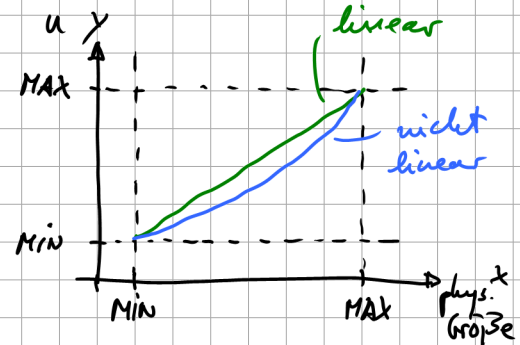


Abbildung: stetig, monoton fallend/steigend

- proportional:  $y = a \cdot x$
- linear:  $y = a \cdot x + b$
- funktional:  $y = f(\text{phys. Größe})$

Beispiel:  $I_N = 10 \text{ A}$  Stromrichter

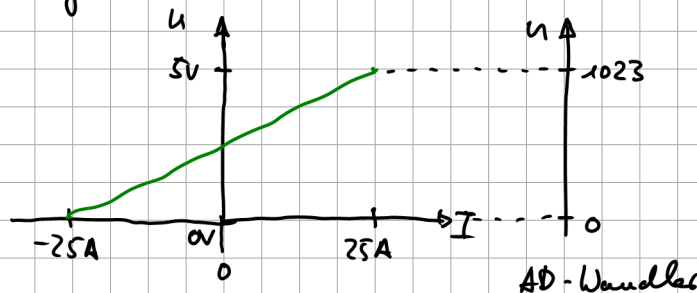
$$-\sqrt{2} \cdot I_N < i(t) < \sqrt{2} \cdot I_N \rightarrow \pm 14 \text{ A}$$

Übersteuerung 60%

$$\rightarrow \pm 23 \text{ A} \approx \pm 25 \text{ A}$$

A/D-Wandler (10bit):  $0 \dots 5 \text{ V} \rightarrow 0 \dots 1023$

Messumformer:  $-25 \dots 25 \text{ A} \rightarrow 0 \dots 5 \text{ V}$



$$u_{M,i}(t) = 2,5 \text{ V} + \frac{5 \text{ V}}{50 \text{ A}} \cdot i(t)$$

$$= 2,5 \text{ V} + 0,1 \Omega \cdot i(t)$$

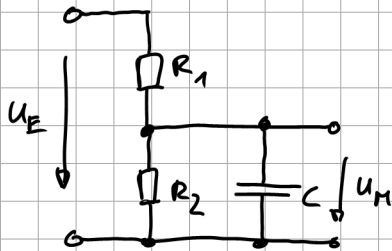
$$\text{AD-Wandler: } n_{M,i} = u_{M,i} \cdot \frac{1024}{5 \text{ V}} = \frac{1024}{5 \text{ V}} \cdot (2,5 \text{ V} + 0,1 \Omega \cdot i(t))$$

$$n_{M,i}(t) = 512 + \frac{1024}{50 \text{ A}} \cdot i(t)$$

## II. Messeinrichtungen

1) Spannung

a) Spannungsteiler



$$\frac{U_M}{U_E} = \frac{R_2 \parallel C}{R_2 \parallel C + R_1} = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}}{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C} + R_1} = \frac{K}{1 + j\omega T}$$

$\Rightarrow$  PT<sub>1</sub>-Glied / Tiefpass 1. Ordnung

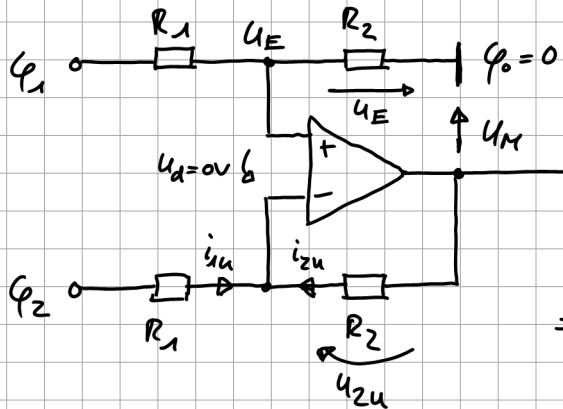
$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$T = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} \quad \text{für } R_2 \ll R_1: \quad T \approx R_2 \cdot C \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$$

$$K \approx \frac{R_2}{R_1}$$

- $R_1$  als Serienschaltung realisieren wg. Sp.-Festigkeit  
(1206 SMD-Widerstände: 200 V max)

## b) Subtrahierverstärker



$$U_E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \varphi_1 \quad (1)$$

$$U_{ZU} = U_M - U_E$$

$$i_{iU} + i_{ZU} = 0$$

$$\Rightarrow \frac{\varphi_2 - U_E}{R_1} + \frac{U_M - U_E}{R_2} = 0$$

$$\frac{\varphi_2}{R_1} + \frac{U_M}{R_2} = U_E \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = U_E \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$$

(2)

$$\downarrow$$

$$= \frac{\cancel{R_2}}{\cancel{R_1 + R_2}} \cdot \varphi_1 \cdot \frac{\cancel{R_1 + R_2}}{\cancel{R_1 R_2}} = \varphi_1 \cdot \frac{1}{R_1}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{U_M = (\varphi_1 - \varphi_2) \frac{R_2}{R_1}}}$$

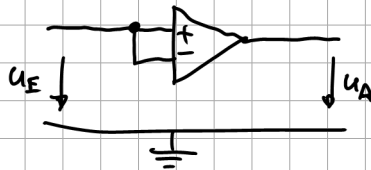
→ quasipotentialfrei (hochohmiger Eingang)

### c) Instrumentenverstärker

"Nachteilig" beim Subtrahierverstärker ist die zwar hohe, aber nicht sehr hohe (Gleichtaktunterdrückung), bzw. der Eingangswiderstand

⇒ "Subtrahierverstärker mit vorangestelltem Impedanzwandler zur Erhöhung der Eingangsimpedanz"  
 ↳ Instrumentenverstärker

- sehr hochohmig
- hohe Gleichtaktunterdrückung



ideal:  $U_A = V_O \cdot (U_P - U_N)$  (reine Differenzverstärkung)

real:  $U_A = V_O \cdot (U_P - U_N) + V_{CM} \cdot \frac{1}{2} (U_P + U_N)$

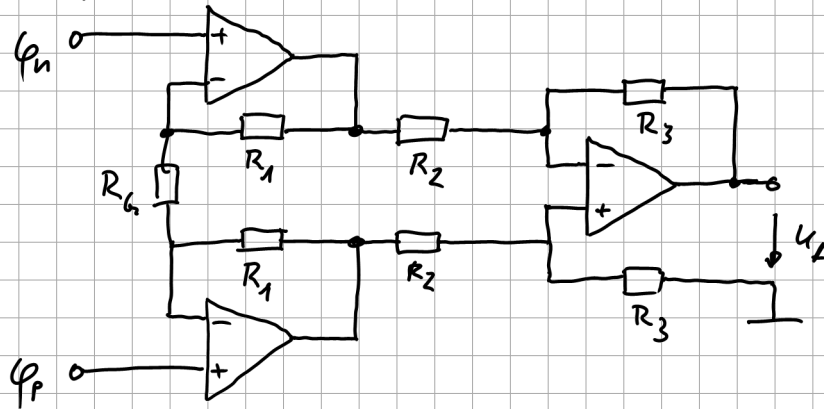
Gleichtaktunterdrückung: CMRR

↳ Common Mode Rejection Ratio

Gleichtaktverstärkung (CM = Common Mode)

$$CMRR = 20 \cdot \log \left( \frac{|V_O|}{|V_{CM}|} \right)$$

Schaltplan:

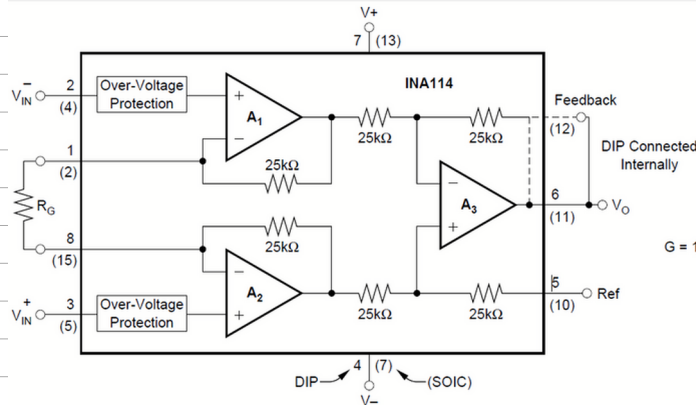


$$U_A = \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_6}\right) \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot (\varphi_p - \varphi_n)$$

$$U_D = \varphi_p - \varphi_n$$

$$G = \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_6}\right) \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Bsp.: INA114 (TI):



•  $R_G$  extern

• oft festes  $G$  von 10, 20, 50, 100

• Widerstände im IC

• lasergetrimmt  $\rightarrow$  sehr genau

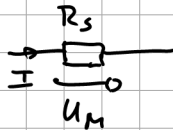
• im gl. Gehäuse  
 $\rightarrow$  gl. Temperatur

• in gl. Technologie gefertigt  
 $\rightarrow$  gleiche Drift

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G}$$

## 2) Strom

- Shunt  $\hat{=}$  Strommesswiderstand



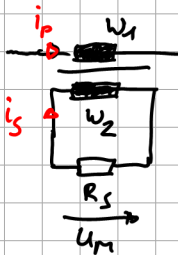
$$U_M = R_S \cdot I$$

- + einfach
- + sehr schnell / hohe Bandbreite
- Verluste
- potentialbehaftet

Anforderungen:

sehr genau (geringe Toleranz), nichtinduktiv, geringe Drift

- Stromwandler (-Trafo)



$$U_M = R_S \cdot \frac{N_1}{N_2} \cdot i_P$$

- + potentialfrei
- + Skalierung möglich
- nur für Wechselströme

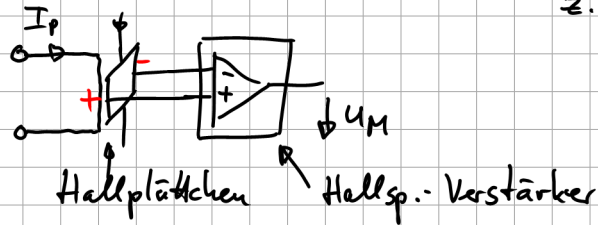
- Strombildner - IC

Shunt mit integriertem Treiberverstärker / Instrumentenverstärker

z.B. INA sowie selten



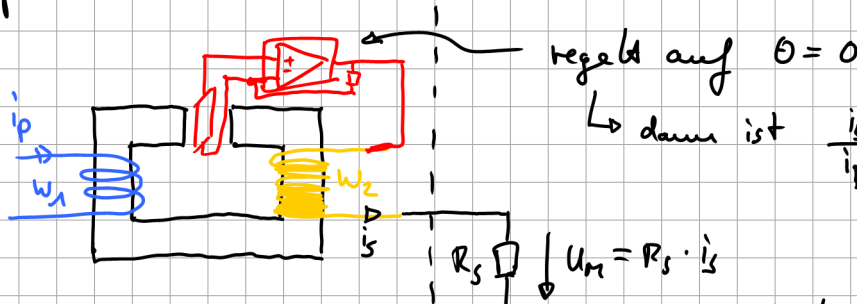
## • Hall-Effekt - Stromwandler



z.B. ACS712

- + günstig
- + klein (SMD-Gehäuse)
- rausch anfällig
- Dynamik
- ungenau bei kleinen Strömen

## • Kompensationsstromwandler



regelt auf  $0 = 0$

↳ dann ist  $\frac{i_s}{i_p} = \frac{w_1}{w_2}$

$$U_M = \frac{U_M}{i_p} = \frac{R_s \cdot i_s}{i_p} = R_s \cdot \frac{w_1}{w_2}$$

- + auch für Gleichstrom
- + potentialfrei
- + sehr robust
- + genau
- groß
- teuer
- + - Dynamik bis 200 kHz

Beispiel: LAH25NP (LEM)

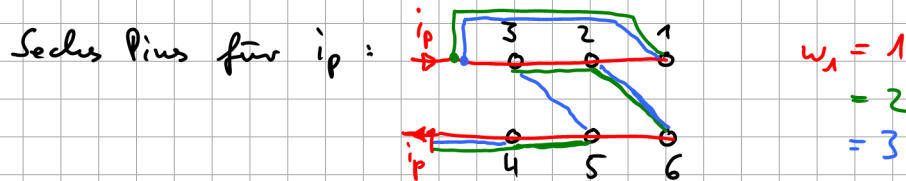
$$I_{PN} = 25A$$

$$I_{SN} = 25mA$$

Zu messender Strom:  $I = 5A$ , abzugeben auf 3V

Aus Datenblatt:

$$U_N = 1-2-3 : 1000 \rightarrow \begin{matrix} w_1 = 1, 2, 3 \\ w_2 = 1000 \end{matrix}$$



$$\Rightarrow w_1 = 3 \Rightarrow I_{PN} = \frac{25A}{3} = 8A$$

$$V_M = \frac{U_M}{i_p} = \frac{5V}{5A} = 1\Omega = \frac{R_S \cdot i_S}{i_p} = R_S \cdot \frac{w_1}{w_2}$$

$$R_S = \frac{w_2}{w_1} \cdot V_M = \frac{1000}{3} \cdot 1\Omega = 330\Omega$$

- Magnetoresistive Sensoren

- Ausnutzung des GMR-Effekt (Giant Magnetic Resistor)

$$R = f(B)$$

- + hohe Dynamik: Bandbreite bis 2 MHz

- + sehr genau

- groß, teuer

- beim Layout sollte der Footprint und die Anordnung aus Datenblatt übernommen werden

### 3) Temperatur

- Heiß- / Kaltleiter  $\rightarrow R = f(\vartheta)$

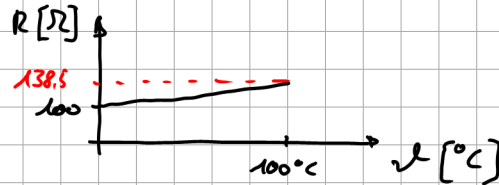
- PT100

$\rightarrow$  Platindraht ;  $R(0^\circ\text{C}) = 100\ \Omega$

$$R(\vartheta) = \frac{38,5\ \Omega}{100\ \text{K}} \cdot \vartheta + 100\ \Omega$$

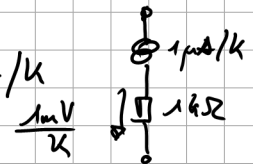
+ sehr gute  
Linearität

- sehr geringe  
Steigung  $\left(\frac{dR}{d\vartheta}\right)$



- Temperatursensor - ICs

- temperaturabhängige Stromquelle (AD592)  $1\ \mu\text{A/K}$

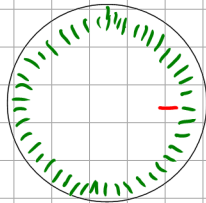


- " Spannungquelle (LM335)  
 $10\ \text{mV/}^\circ\text{C}$

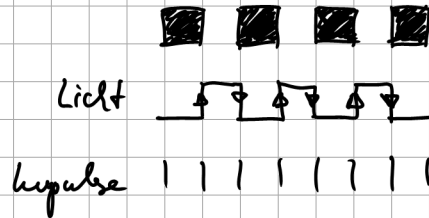
Nachteilig: Gehäuse können schmelzen, therm. Zeitkonstante

#### 4) Drehzahl- / Lagegeber

- Drehzahl: Tachogenerator, GM mit  $U_i \sim \Omega$
- Inkrementalgeber
  - transparente Scheibe mit Strichkodierung
  - optische / magnetische Abtastung

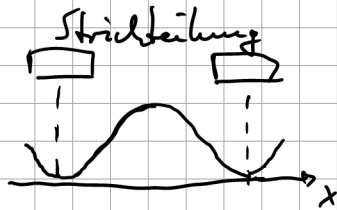


← Referenzmarke



- Drehzahl:
  1. Pulse detektieren und Zeit dazwischen messen
  2. Zeit abwarten und Pulse dazwischen zählen
- 2 Scheiben relativ zueinander mit spezieller Struktur, z.B. Interferenzmuster, Ausnutzung von Beugungseffekten  
→ sinusförmig modulierte Lichtintensität





→ PLL möglich  
 (Phase Locked Loop = Phasene Regelkreis)  
 → Winkelinformation zwischen  
 zwei Strichen

⇒ Interpolation möglich ⇒ Steigerung der Genauigkeit  
 (Faktor 4000 laut Hersteller)

- Auswertung mit Micro-Controller / einfacher Hardware

→ QEI - "Quadrature Encoder Interface" (Microchip)

Phase A



Phase B



Index

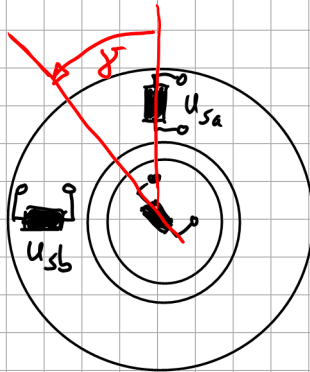


90° Versatz  
 → Drehrichtung

1x pro mech. Umlauf  
 → Absolutlage / Referenz

→ QEI wertet die Pulse aus und inkrementiert Zähler

- Resolver



- Zwei um  $90^\circ$  versetzte Wicklungen im Stator

- Erregerwicklung im Rotor

→ gespeist über Ringkabel

mit  $\omega_{HT} \gg \omega_{Rotor} \sim 10 \text{ kHz}$

Im Rotor:  $i_R = \sqrt{2} I_R \cdot \cos \omega_{HT} t$

$\gamma = 0$

Im Stator:  $u_{sa}(t) = \cos \gamma \cdot \sin \omega_{HT} t \cdot \omega_{HT}$

$= \sin \omega_{HT} t \cdot \omega_{HT}$

$u_{sb}(t) = \sin \gamma \cdot \sin \omega_{HT} t \cdot \omega_{HT}$

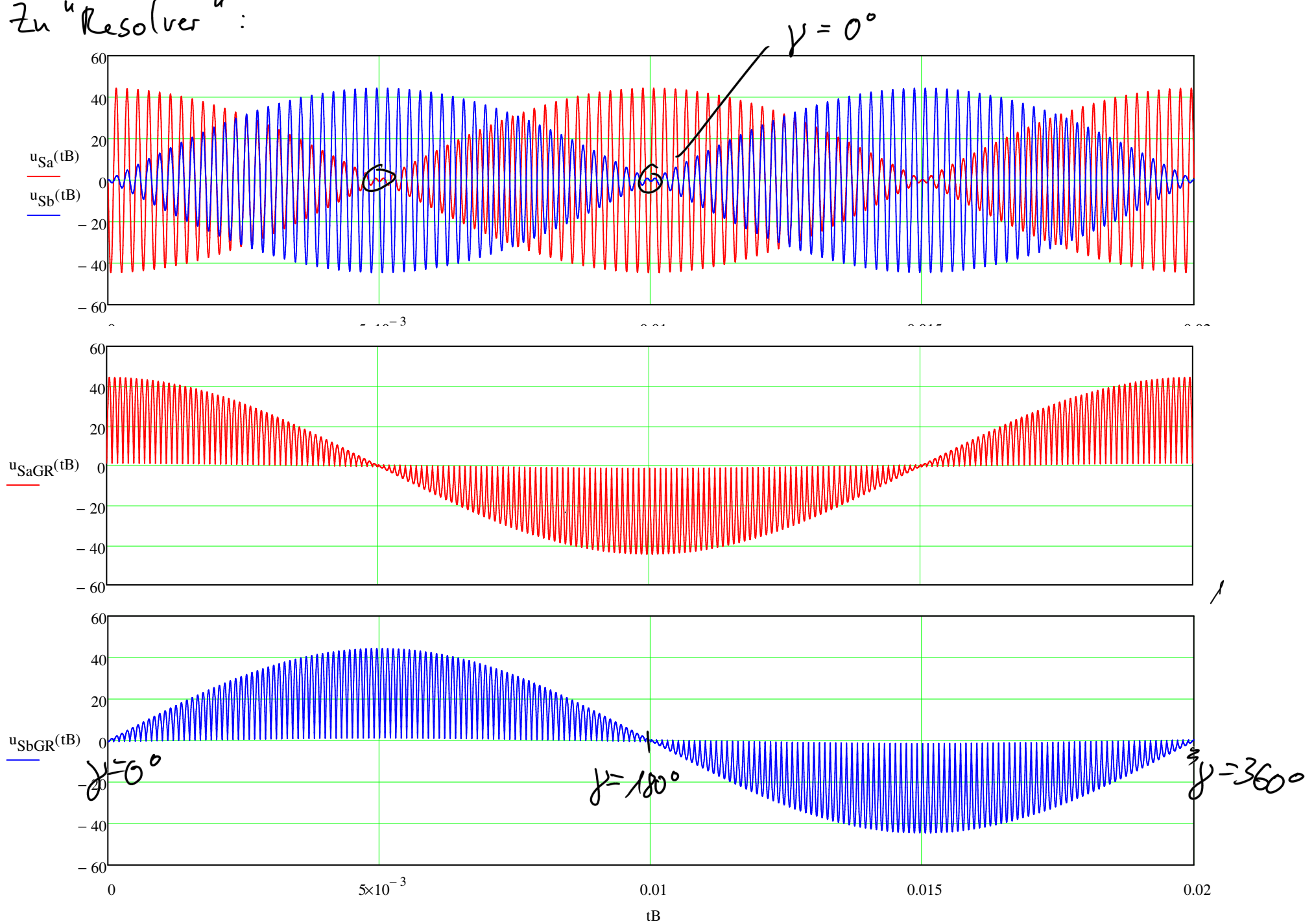
$= 0$

$$\tan \gamma = \frac{\sin \gamma}{\cos \gamma} = \frac{u_{sb}(t)}{u_{sa}(t)}$$

$$\gamma = \arctan \left( \frac{u_{sb}(t)}{u_{sa}(t)} \right)$$

→ HT wird mit  $\gamma$  moduliert (Amplitudenmodulation)

Zu "Resolver" :





- je größer  $\omega_{H\ddot{H}}$ , desto besser die Auswertung
- Demodulation mittels Synchro - Gleichrichter

$$u_{s,a,b,GR} = \begin{cases} u_{s,a,b}(t) & \text{für } \dot{i}_R > 0 \\ -u_{s,a,b}(t) & \text{für } \dot{i}_R < 0 \end{cases}$$

- In  $u_{s,a,b}$  sind die Amplituden proportional zum Sinus, bzw. Cosinus  $y$
- Absolutlage ist immer bekannt, auch im Stillstand

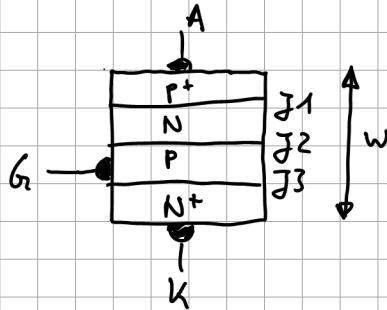
## 5) Drehmoment

- Drehmomentmesswellen
  - Dehnmessstreifen  $\rightarrow$  Torsion wird ausgewertet
  - empfindlich gegenüber Überlastung

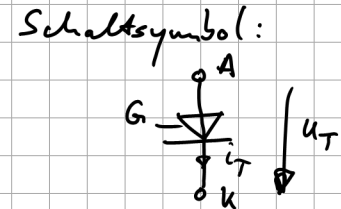
### III. Netzegeführte Stromrichter

#### 1) Thyristor

- rückwärts sperrfähig
- über Steueranschluss einschaltbar
- 4-Schichten - Bauelement :  $P^+NPN^+$



G - Gate  
A - Anode  
K - Kathode

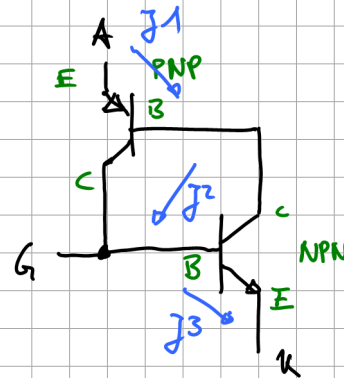
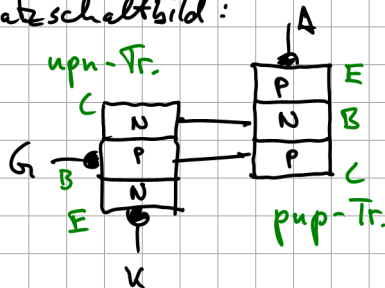


- pos. Sperrspannung : an J2
- neg. " : an J1
- an J3 kann keine Sperrspannung aufnehmen, da

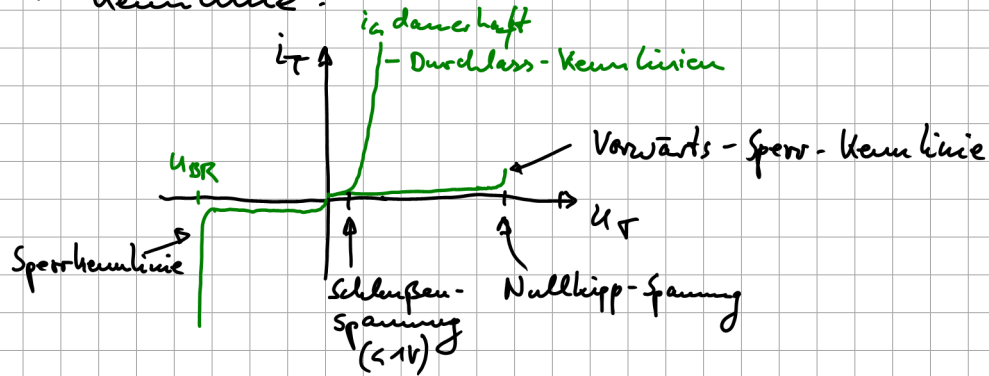
1) Im Sperrzustand: rel. niederohmig (kleine Sperrschicht, damit günstige Steuerleistung möglich)

- 2) Im DL : wird durch Steuerstrom überbrückt
- ⇒ für hohe Sperrfähigkeit an J1 und J2
- ⇒ breite N-Basis zwischen J1 und J2
- niedrige DL-Verluste ⇒ große Trägerlebensdauer
  - $w \approx$  einige 100  $\mu\text{m}$
  - Durchmesser : 10 cm

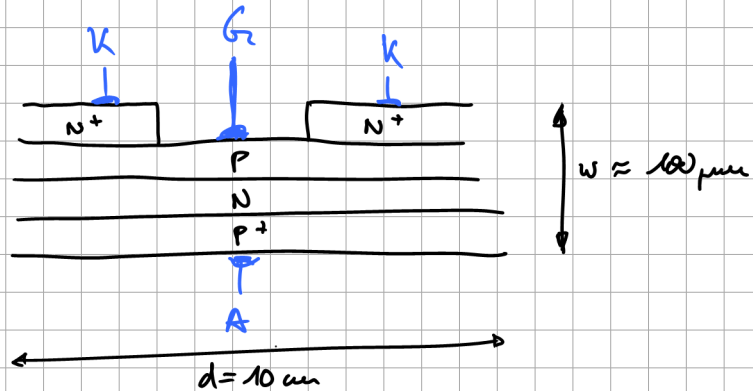
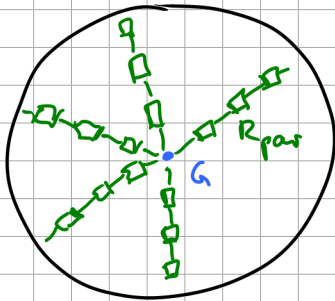
Ersatzschaltbild :



- Bistabiles Bauteil Ein/Aus
- durch Steuerstrom  $i_G$  bei pos. Anodenpotential  
 $\hookrightarrow$  Einschalten
- Kennlinie:



- räumlich großflächige Struktur  
 ↳ der großen, gewünschten Stromtragfähigkeit geschuldet

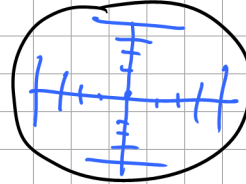
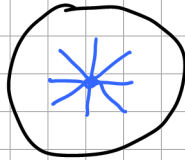


- Bahnwiderstand  $R_{par}$  in der Gate-Zone  
 ⇒ Sperrschicht JZ bricht örtlich begrenzt in radialer Richtung  
 zusammen  
 ⇒ Hot Spots!



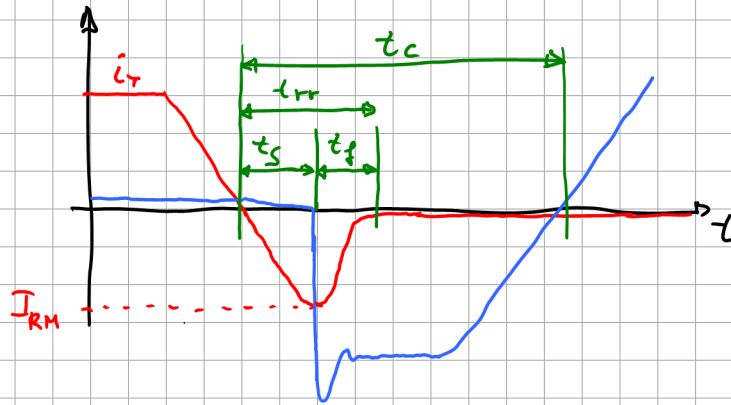
Ausbreitung des Steuerstroms  
 in radialer Richtung mit  $0,5 - 1 \text{ mm}/\mu\text{s}$

Ablilfe : 1. Finger - / Streifengates



2. Begrenzung des Stromanstiegs  $\frac{di}{dt}$   
z.B. Kommunikationsschleifen

## a) Schaltverhalten - Ausschalten



$t_s$  = Spannungs-Nachlaufzeit

$t_f$  = Rückstromfallzeit

$t_{rr}$  = Rückstromdauer

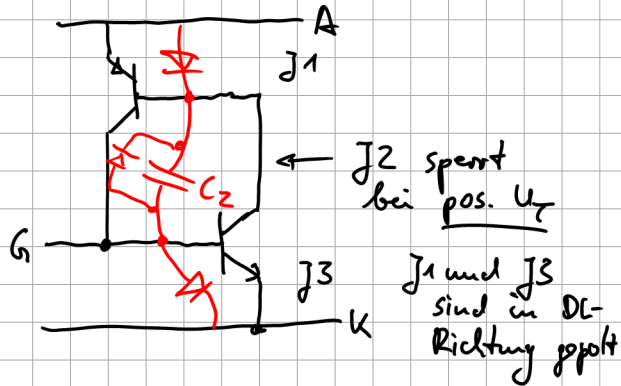
$t_c$  = Schonzeit

$t_g$  = Freierwerdzeit  
 $\hat{=}$  Zeit, bis Vorw.-Sperrsp.  
 aufgenommen werden kann

$$\Rightarrow t_c \stackrel{!}{\geq} t_g$$

- Ausschalten durch Abkommunikierung des Laststromes
- $t_g, t_{etc}$  aus Datenblatt  $\leadsto t_g \sim \times 100 \mu s$

- kritische Spannungsteilheit



$\frac{du_T}{dt} \Rightarrow$  bewirkt Verschiebestrom in  $C_2$ :

$$i_{C2} = C_2 \cdot \frac{du_T}{dt}$$

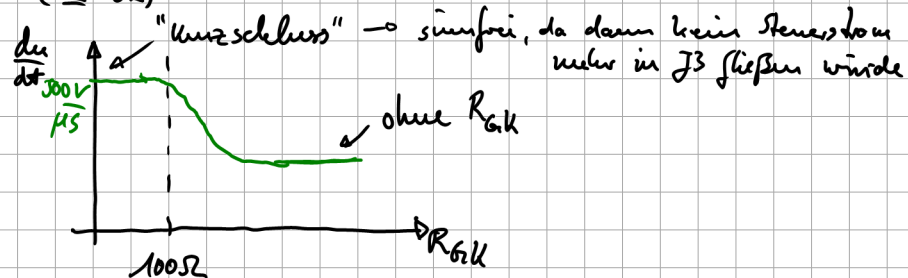
$\rightarrow$  wirkt wie Steuerstrom im unteren NPN- $T_r$ .

$$\frac{du_T}{dt} > \left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} \Rightarrow \text{Th. schaltet ein}$$

$\uparrow$   
Datenblatt

Abläufe:

- bei kleinen Thyristoren ( $\leq 10A$ )

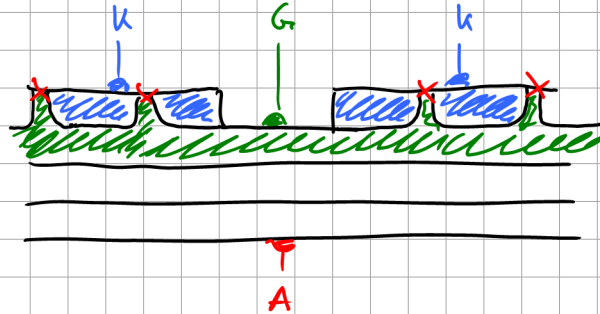
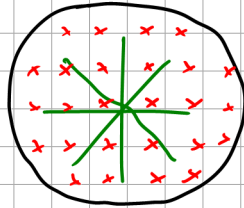




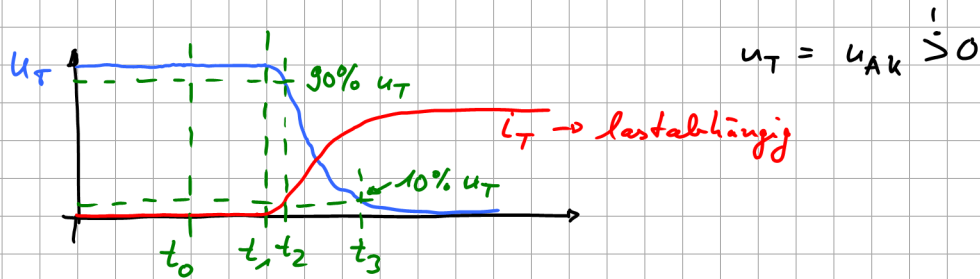
- bei großen Thyristoren:

Emitterkürzschlüsse (Emitter-Shortings)

→ Kurzschluss zw. G und K

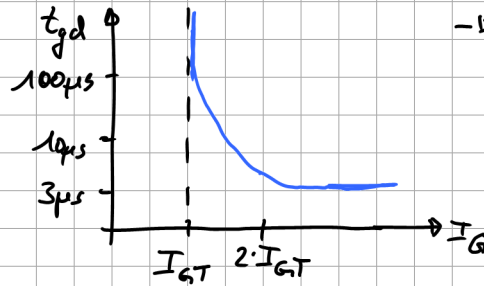


## b) Schaltverhalten - Einschalten



- Zündverzugszeit

$$t_{gd} = t_2 - t_0$$



→ Datenblatt (570)

schnelles Zünden:

$$I_G = 1,2 \dots 5 \cdot I_{GT}$$

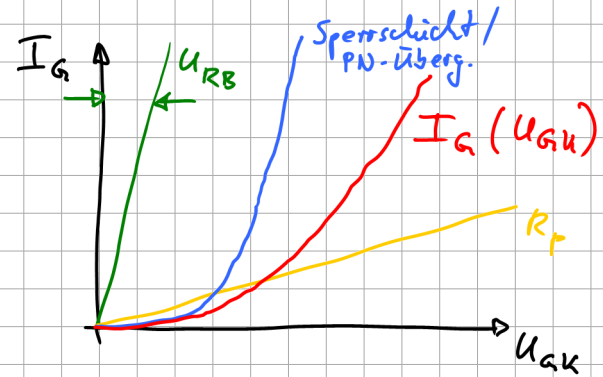
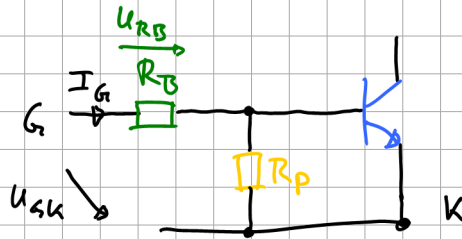
- Durchschaltzeit:

$$t_{gr} \rightarrow u_T \text{ von } 90\% \text{ auf } 10\% = t_3 - t_2$$

- Zündzeit:

$$t_{gt} = t_{gd} + t_{gr}$$

• Eingangskennlinie - Steuerkennlinie



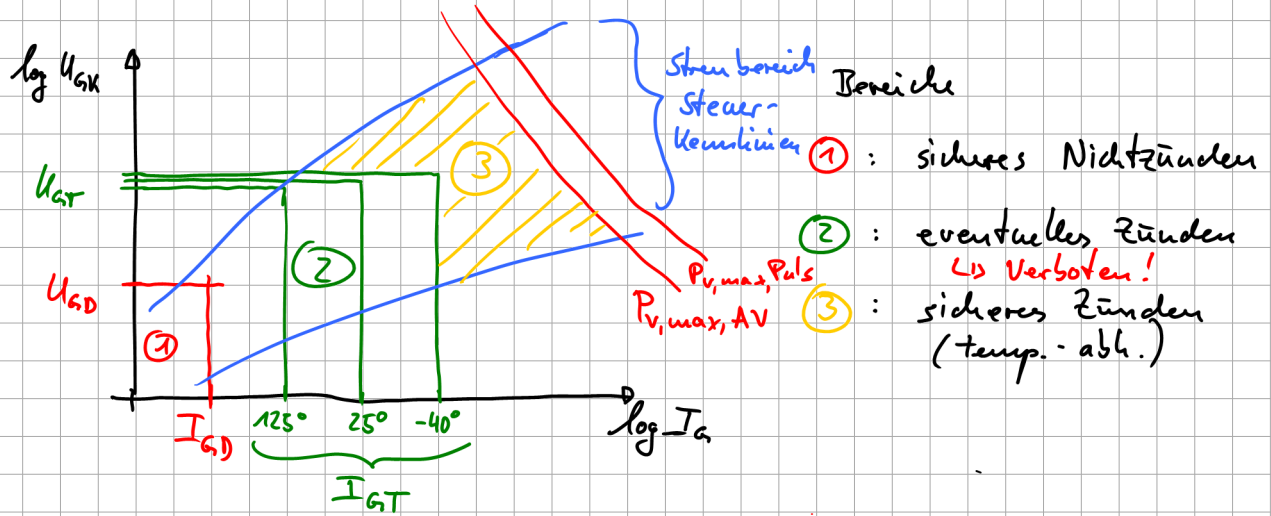
$R_p$ :  $R_{AK} + \text{Emittershortings}$

$R_B$ : Bahnwiderstand

Datenblatt:

$I_{GT} / U_{GT} \hat{=}$  Gate Trigger current / voltage

$I_{GD} / U_{GD} \hat{=}$  " Non-Trigger " " "



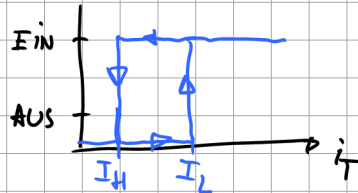
→ Bsp. im Datenblatt CS20 S.2 rechts oben

### • Zündimpulsdauer

Mindeststrom, damit Th. eingeschaltet bleibt : Einraststrom  $I_L$  (Latch-Up-Strom)

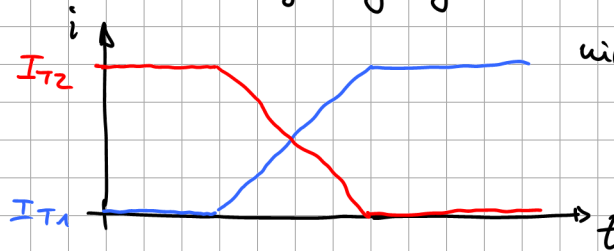
Ausschalten : Unterschreiten des Haltestroms  $I_H$

Zustand:



Vorwärtsstrom des Thyristors hängt von Last ab

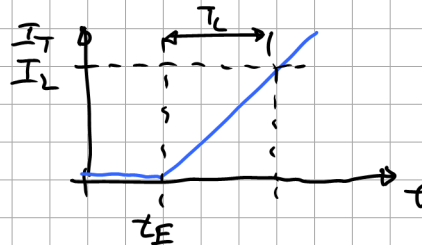
Kommütierungsvorgang:



nicht lückend

- $di/dt$  durch Last bestimmt
- Außenkreisinduktivität  
 $\Rightarrow T_p \approx 100 \dots 500 \mu s$
- Erregerkreis ( $L$  sehr groß)  
 $\Rightarrow di/dt$  sehr klein  
 $\Rightarrow$  Dauerpuls ( $T_p \hat{=}$  Leitdauer)

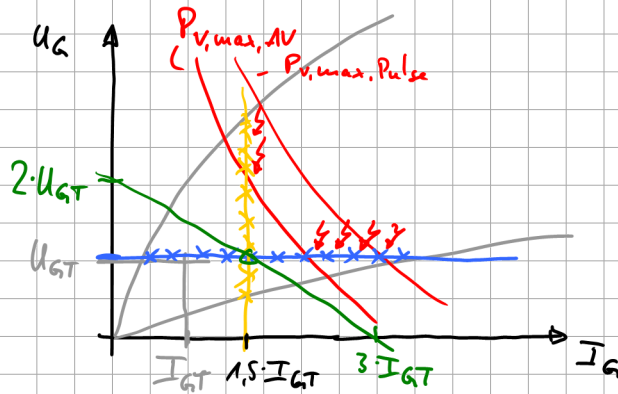
allg. bei induktiven Lasten:



$$i_T > I_L \Rightarrow T_p > t_L$$

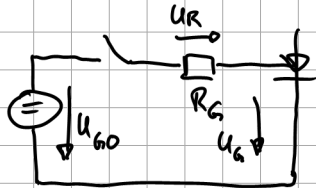
↑  
Zündimpulsdauer

## 2) Gate-Treiber für Thyristoren



⇒ I) und II) funktioniert so nicht!

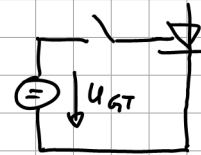
III) Einstellen einer Arbeitsgeraden mit  $R_G$



$$U_G = U_{G0} - R_G \cdot I_G$$

Arbeitspunkt bei  $1,5 I_{GT}$  und  $U_{GT}$

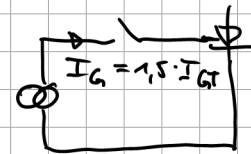
I) Spannungsquelle



⚡ mögliche Arbeitspunkte

⚡: Abh. vom Th.-Exemplar  
liegt A.-Punkt im Steuerbereich  
→  $P_{v,max}$  nicht einhaltbar

II) Stromquelle



Leistungsanpassung:  $R_i \hat{=} R_G \stackrel{!}{=} R_L \hat{=} \frac{U_G}{I_G}$

$$R_i = R_G = \frac{\text{Leerlaufsp.}}{\text{Kurzschlussstrom}} = \frac{2 \cdot U_{GT}}{3 \cdot I_{GT}} \stackrel{!}{=} \frac{U_{GT}}{1,5 \cdot I_{GT}}$$

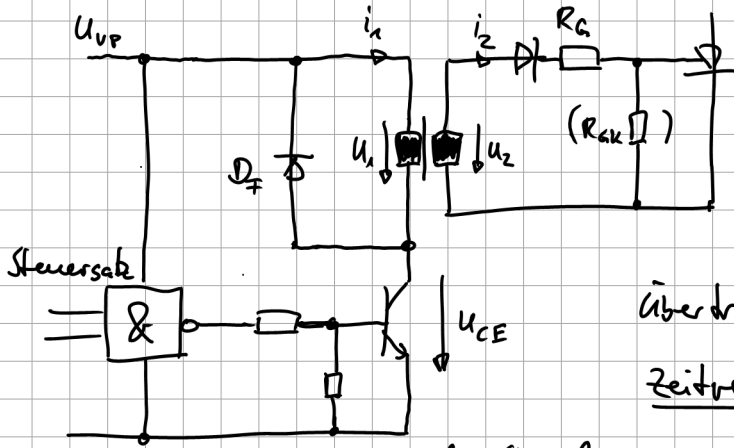
Beispiel: MCC 34

$$\left. \begin{array}{l} U_{GT} = 1,6V \\ I_{GT} = 200mA \end{array} \right\} -40^{\circ}C$$

$$\Rightarrow R_G = \frac{2}{3} \cdot \frac{1,6V}{200mA} = 5,3\Omega$$

$$U_{G0} = 2 \cdot U_{GT} = 3,2V$$

a) Typische Gate-Treiber für Thyristoren - Zündverstärker

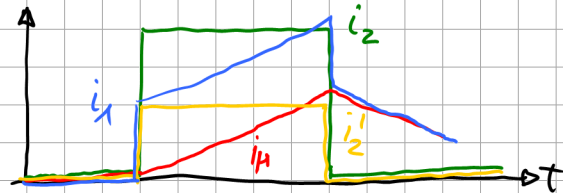
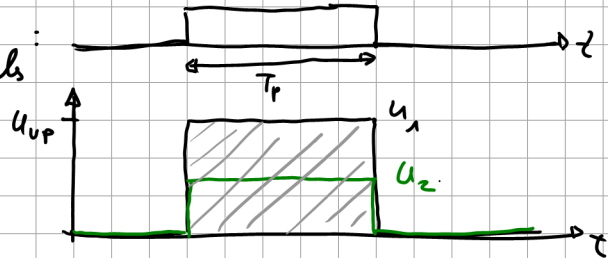


$$\frac{w_2}{w_1} = \frac{1}{2}$$

Übertrager: Potentialbrennung

Zeitverläufe:

log. Signal  
f. Zeitimpuls



≡ einseitige Spannungs-Zeit-Fläche

$$u \cdot T = \int u dt = \psi$$

$$i_1 = i_2 + i_4$$

$$= \frac{w_2}{w_1} \cdot i_2 + \frac{U_{VP}}{L_h} \int dt$$



## Stromimpuls

"Steile Flanke" / Stromanstieg wird durch  $L_g$  begrenzt



typ. Stromkurve eines  
Zündimpulses

$R_1$ : primärseitiger par. Widerstand

magnetischer Kreis:

$$\dot{i}_\mu = \frac{1}{L_h} \int_{T_p} u dt = \frac{U_{VP}}{L_h} \int_{T_p} dt \Rightarrow \text{Steigung von } i_\mu \text{ beim Aufmagnetisieren: } \frac{di_\mu}{dt} = \frac{U_{VP}}{L_h}$$

$$\hat{i}_\mu = \frac{U_{VP}}{L_h} \cdot T_p = \frac{\Psi_1}{L_h} = \frac{w_1 \cdot \Phi_1}{L_h} \leq \frac{w_1 \cdot B_{sat} \cdot A_k}{L_h} = i_{\mu, sat}$$

$B_{sat}$ : Sättigungsfeldstärke

$A_k$ : Kernquerschnitt

Abmagnetisieren:

$$\frac{d\mu}{dt} = \frac{U_{abm}}{L_h}$$

NSR: lange Zündimpulse je nach Anwendung notwendig

$\Rightarrow T_p$  groß

z.B.: B2  $T_p \leq 10 \text{ ms}$  bei 50 Hz

B6  $T_p \leq 6,7 \text{ ms}$  — " —

• Langimpulse schlecht  $\rightarrow$  gr.  $\psi \Rightarrow$  gr. Übertrager ( $\omega \cdot B_{\text{sat}} \cdot \underline{A_k}$ )  
 $\Rightarrow$  teuer, groß

•  $\psi$  Kenngröße für Zündübertrager:  $\psi \leq \hat{\psi}$

$$\int u dt \leq \omega \cdot \hat{B} \cdot A_k$$

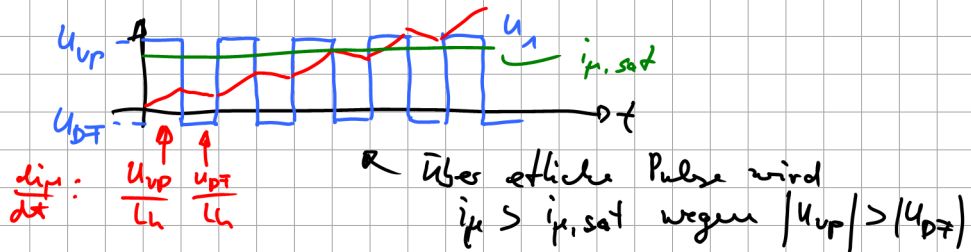
• Abhilfe: Kettenpulse



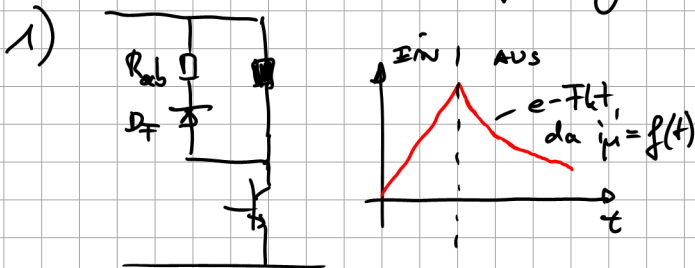
- falls die Lücken stören sollten  $\rightarrow$  2. Kettenpuls komplementär zum 1. Kettenpuls

$\Rightarrow$  Übertrager muss nur  $T_p'$  bemessen werden

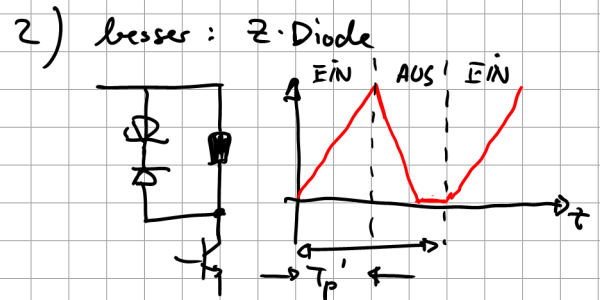
- Abmagnetisierung:



höhere Abmagnetisierungsspannung:



$$u_{ab} = -u_{Df} - R_{ab} \cdot i_{\mu}$$



$$u_{ab} = -u_{Df} - u_z$$

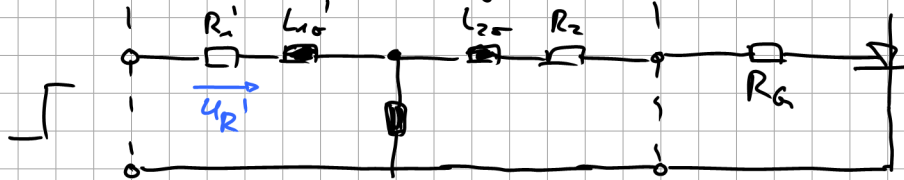
$i_{\mu}$  ist immer Null, bei Beginn des nächsten Pulses

## b) Dynamisches Verhalten des Zündübertragers

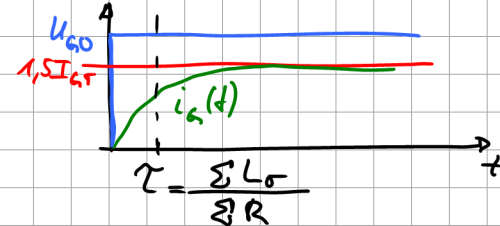
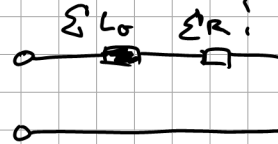
gewollt: hohe Stromimpulse ( $1,5 \dots 5 \cdot I_{AT}$ )  $\rightarrow$  Reduzierung  $t_{gd}$

mit schnellem Stromanstieg  $\frac{di_a}{dt}$   $\rightarrow$  Gleichzeitigkeit verbessern +  
Risiko f. HotSpots minimal

$\frac{di_a}{dt}$  durch  $L_\sigma$  des Übertragers bestimmt:

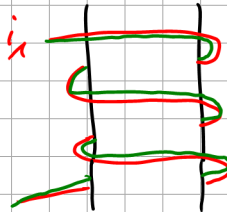


Bei Impulsf. Strom:



$\Rightarrow$  kleine Streuinduktivitäten für großes  $\frac{di_a}{dt}$

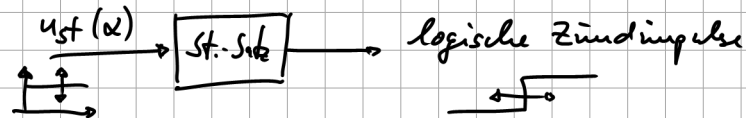
$\Rightarrow$  bifilare Wicklung:



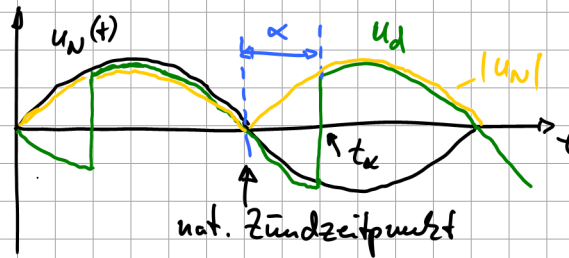
Nachteil: Spannungsfestigkeit

### 3) Steuersatz für netzgeführte Stromrichter

#### a) Zündzeitpunkt / Zündwinkel



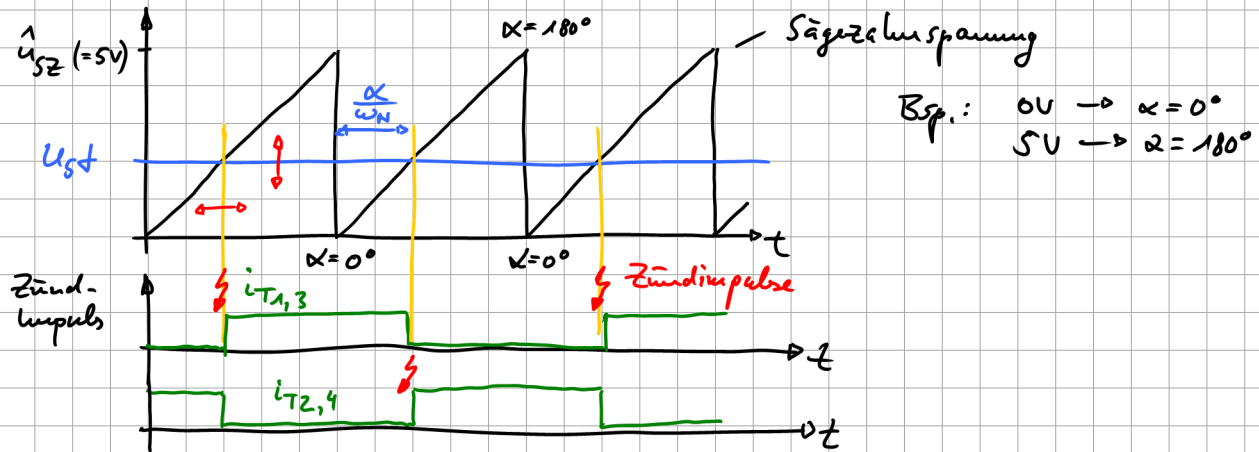
steuernde Größe bei NSR: Zündwinkel  $\alpha$



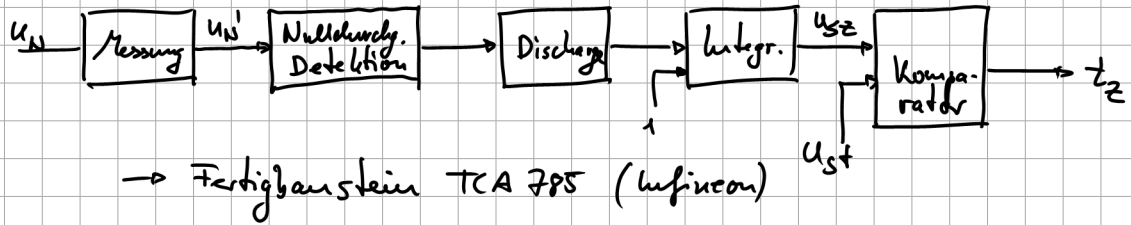
Beispiel: Zweipuls-Brückenschaltung

$$t_\alpha = t(\alpha) = t(\alpha=0) + \frac{\alpha}{\omega_N}$$

## b) Sägezahnsteuersatz

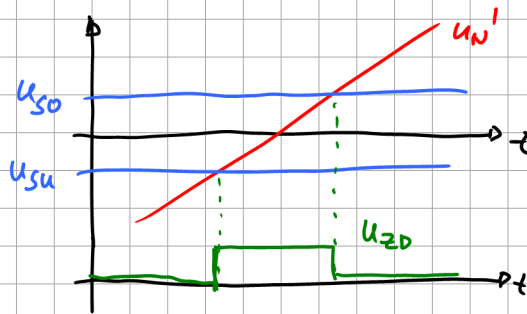


- Steuersatz:
- Detektion des nat. Zündzeitpunkts
  - Synchronisation auf  $f_N$  (und nat. Zündzeitp.)
- 1) Netzspannung messen
  - 2) Nulldurchgangsdetektion
  - 3) Rampe (Integrator) zurücksetzen



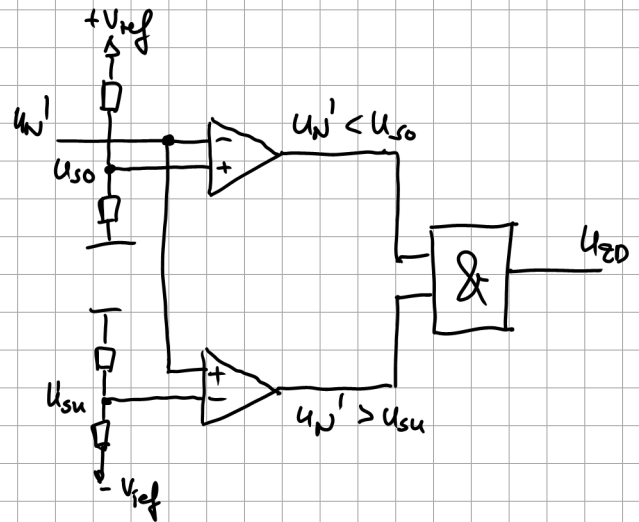
# • Nulldurchgangsdetektion

→ Fensterdiskriminator



$$u_N' = 10V \cdot \sin(\omega_N t)$$

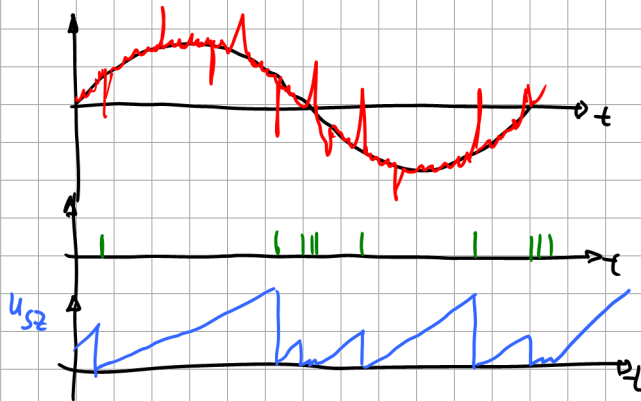
$$= \frac{1}{\sqrt{2} \cdot 23} \cdot u_N(t)$$



$$u_{Zo} = 100 \text{ mV}$$

$$u_{Su} = -100 \text{ mV}$$

Problem: tatsächliche Netzspannung verrauscht

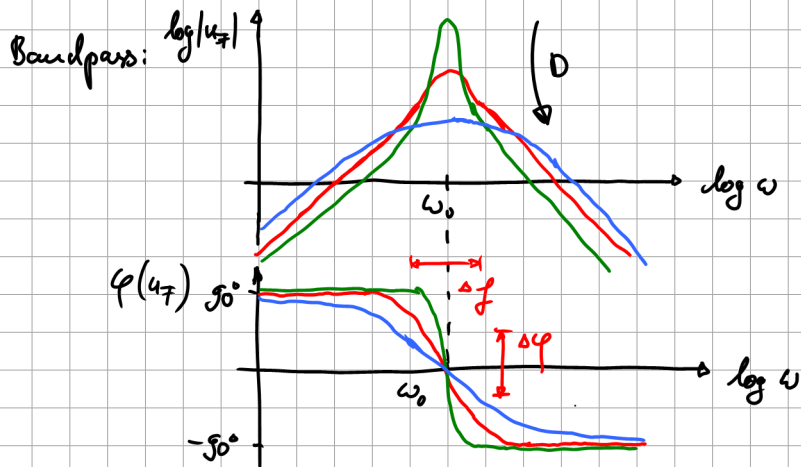


Abhilfe: Filtern

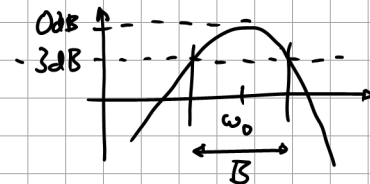
Tiefpass?

→ Phasenverschiebung

Besser: Bandpass



$\omega_0 = 2\pi f_0$  = Mittelfrequenz



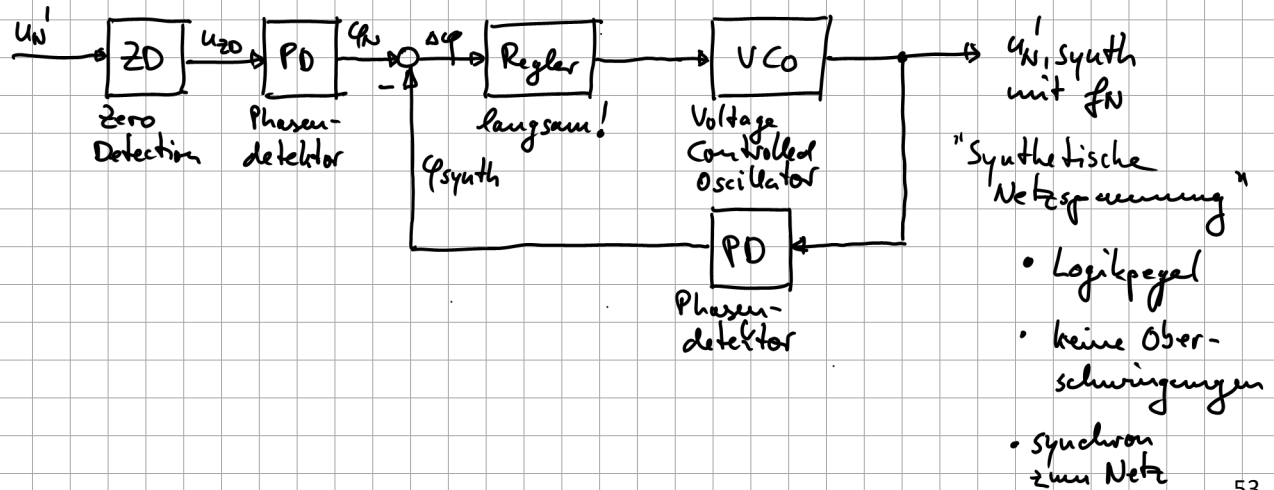
$$B = 2 \cdot D \cdot f_0$$



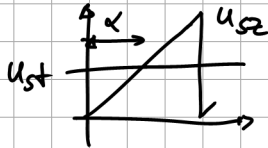
- Bandpass: keine Phasenverschiebung bei  $\omega_0$
- je größer die Dämpfung  $D$ , desto geringer  $\Delta\varphi$  bei gegebenem  $\Delta f$ 
  - Für Netzspannung darum Bandpass mit großem  $D$

mit Kenntnis der Nulldurchgänge:

PLL (Phase Locked Loop) = Phasenregelkreis



- Übertragungsverhalten des Sägezahn-Steuerers  
(Bsp. Zweipulsbrücke)



$$\rightarrow u_{st} = \hat{u}_{s2} \rightarrow \alpha = 180^\circ = \pi$$

$$\Rightarrow \alpha(u_{st}) = \pi \cdot \frac{u_{st}}{\hat{u}_{s2}} \rightarrow \text{linear}$$

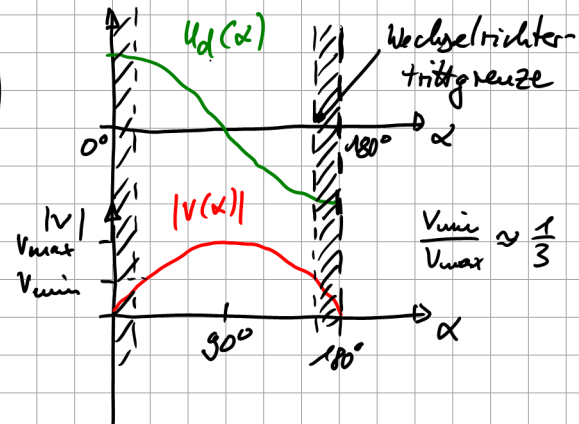
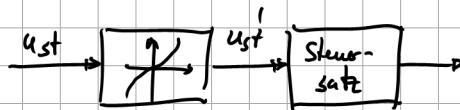
$$u_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot u_N \cdot \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot u_N \cdot \cos \left( \pi \cdot \frac{u_{st}}{\hat{u}_{s2}} \right) \rightarrow \text{nichtlinear}$$

Verstärkung des SZ-Steuerers

$$V = \frac{du_d}{du_{st}} = - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot u_N \cdot \frac{\pi}{\hat{u}_{s2}} \cdot \sin \left( \pi \cdot \frac{u_{st}}{\hat{u}_{s2}} \right)$$

→ Beschränkung der Aussteuerung!

Ablauf: kompensierendes Hamelinerglied  
↳ arcsin



c) lineares Steuersatz

Cosinussteuersatz, Cosine-Wave-Crossing-St.-S. (CWC)

$$U_d \stackrel{!}{=} u_{sf} \Rightarrow U_d = V_{SG} \cdot u_{sf}$$

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha \stackrel{!}{=} V_{SG} \cdot u_{sf}$$

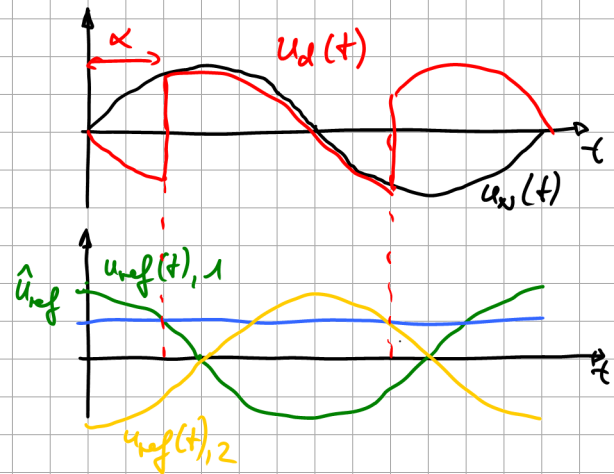
$$u_{sf}(\alpha) = \frac{1}{V_{SG}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \cos \alpha$$
$$= \frac{1}{V_{SG}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \cos(\omega_n \cdot t)$$

$$u_{ref}(t) = \frac{1}{V_{SG}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \cdot \cos(\omega_n \cdot t)$$

→ Cos-Abhängigkeit wird dadurch in die Referenzsp. verlagert

$$\hat{u}_{ref} = \frac{1}{V_{SG}} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U \Rightarrow V_{SG} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U}{\hat{u}_{ref}}$$

→ Wenn  $\hat{u}_{ref} \sim U$  geführt wird →  $U_d$  unabhängig von  $U$  (Vorsteuerung!)



## IV. Selbstgeführte Stromrichter

### 1. Halbleiter-Schalter

Bedingung f. SSR: abschaltbar

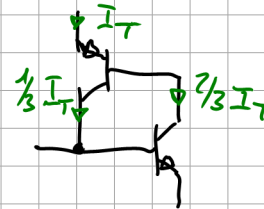
Thyristoren: (Thyristoren mit Löschschaltung / Zwangskommütierung)

GTO; IGCT  $\rightarrow$  aktuelle Technik

Transistoren: Bipolarer Transistor, Mosfet, IGBT

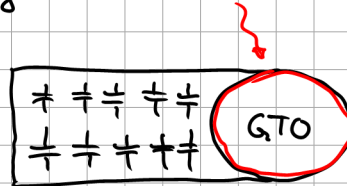
#### a) GTO - Gate-Turn-Off-Thyristor

- fein verteiltes Gate, niederohmig  $\rightarrow$  normaler Th.: Gatefläche  $\ll$  Kathodenfl.  
GTO: "  $\gg$  "
- Einwertstrom deutlich größer als bei Th. (20x)  
 $\Rightarrow$  Dauergatestrom
- Abschalten durch neg. Gatestrom  
 $\Rightarrow$  unterer NPN-Tr. schaltet ab.



## b) IGCT - Integrated Gate Commutated Thyristor

- ringförmiger Gate-Anschluss

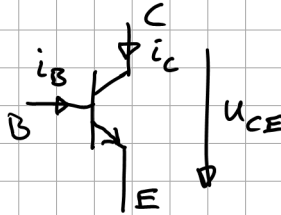
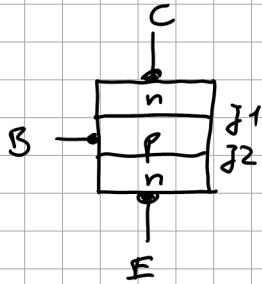


- Induktivität im Gate-Kreis möglichst klein  $\sim$  Suhl
- Abschaltzeit  $\sim 1 \mu s$

→ hartschaltender GTO

- Abschalten durch Kommutieren des Laststroms  $I_T$  in den Gate-Kreis (sofort)

### c) Bipolar-Transistor



normaler Betrieb npn:

$$U_{BE} > 0 \quad U_{CE} > 0$$

$$U_{CE} > U_{BE}$$

- Leistungstransistor:  $N_S, PN$

#### 1) Kennlinien

- Steuerkennlinie / Übertragungs-KL

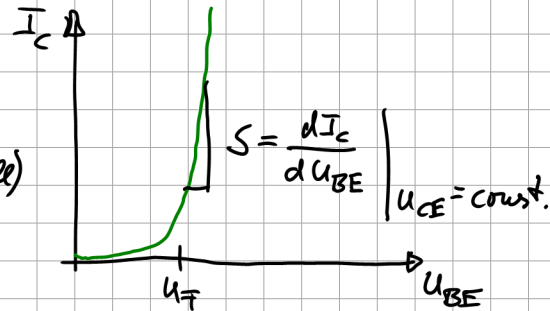
$$I_C = f(U_{BE})$$

- Steilheit:  $S$

- Eingangswiderstand (differential)

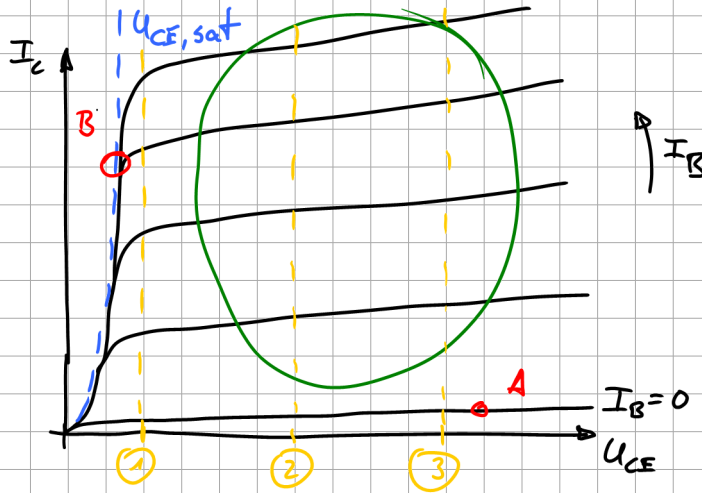
$$R_{in} = \frac{dU_{BE}}{dI_B} = \frac{dU_{BE}}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dI_B} = \frac{\beta}{S}$$

$\beta$  = differentielle Stromverstärkung



- Ausgangscharakteristiken

$$I_C = f(U_{CE})$$



↳ linearer Bereich

$$I_C \sim I_B$$

- $I_B$  ist Parameter

↳ Sättigungsbereich

Basis ist mit Ladungsträgern gesättigt.

$U_{CE,sat}$  =  $U_L$  der minimalen CE-Spannung

## 2) Betrieb als Verstärker

Im linearen Bereich:  $U_L$  fast waagrecht  $\Rightarrow I_C \sim I_B$

statische Stromverstärkung:  
(DC Current Gain:  $h_{FE}$ )

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

$3 \leq \beta \leq 30$  Leistungs-Tr.

differentielle Stromverst.:

$$\beta = \frac{dI_C}{dI_B}$$

$400 \leq \beta \leq 800$  Kleinsignal-Tr.

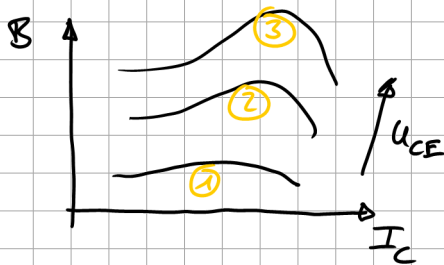
### 3) Schaltbetrieb

"Ein" :  $U_{CE} = U_{CE,sat} = U_{klein}$  (1V...3V bei Leistungsfr.)  $\left. \vphantom{\begin{matrix} U_{CE} = U_{CE,sat} = U_{klein} \\ I_C = \text{gro\ss} \end{matrix}} \right\} \text{Arbeitspunkt B}$   
 $I_C = \text{gro\ss}$

"Aus" :  $U_{CE} = \text{gro\ss}$   $\left. \vphantom{\begin{matrix} U_{CE} = \text{gro\ss} \\ I_C = \text{Sperrstrom} \approx 0 \end{matrix}} \right\} \text{A.-Punkt A}$   
 $I_C = \text{Sperrstrom} \approx 0$  ( $\mu\text{A}$ ... mittlerer mA-Bereich)

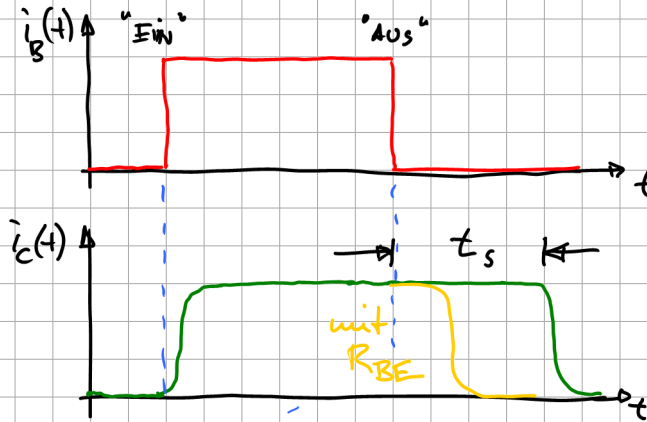
- Sicheres Einschalten : Basis muss mit Ladungsträgern überschwertet sein  
 $\Rightarrow$  Sättigungsbereich,  $I_C$  hängt nur noch von Last ab

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \Rightarrow I_B \geq \frac{I_{C,max}}{\beta_{min}}$$





#### 4) dynamisches Verhalten

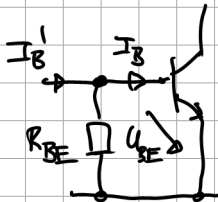


$t_s$ : Speicherzeit

→ zu viele Ladungsträger  
in Basis

Abhilfe: neg. Basisstrom

→ Basis-Emitter-Widerstand



$$I_B' = 0$$

$$I_B = - \frac{U_{BE}}{R_{BE}}$$

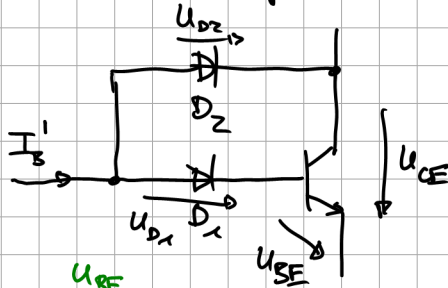
$$(1. \text{ Näherung: } R_{BE} = \frac{U_T}{I_{B, \max}})$$

## Quasi-Sättigungs-Schaltung

⇒ Tr. im Bereich zw. linearem Bereich und Sättigungsbereich

→ gerade so viele Ladungsträger in Basis, dass der lineare Bereich verlassen wird, der Tr. also "quasi" in Sättigung ist

→ keine Speichladung in Basis ⇒ schneller Schalten möglich



$$U_{D1} + U_{BE} = U_{D2} + U_{CE}$$

$$\cancel{U_F} + U_{BE} = \cancel{U_F} + U_{CE}$$

$$U_{BE} = U_{CE}$$

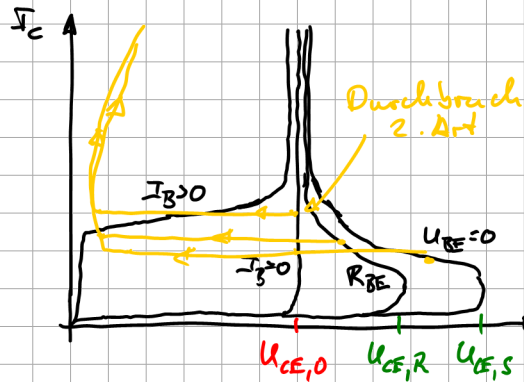
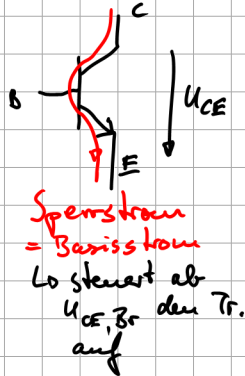


⊕ kurze Schaltzeiten  
→ Verwendung in  
Schottky-TTL z.B. 74LS00

⊖ erhöhte Verluste

## 5) Grenzwerte

- $U_{EB,Br} \approx 5...7V \rightarrow$  bipolare Tr. in der Regel nur mit pos. BE-Spannung betreiben
- $U_{CB,Br} \approx 20...80V \rightarrow$  Kleinsignal-Tr.  
 $\geq 1200V$  Leistungs.-Tr.
- max. Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE,max}$ :



$U_{CE,0}$ : mit offener Basis ( $I_B = 0$ )

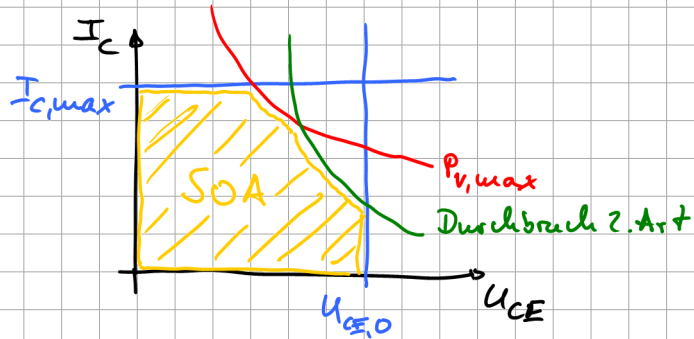
$U_{CE,R}$ : mit Basis-Emitter-Widerstand



$U_{CE,S}$ : Kurzschluss zw. B und E

- Durchbruch 1. Art: Avalanche-Effekt, reversibel, solange  $P < P_{max}$
- " 2. Art: Hotspots  $\rightarrow$  thermische Mitkopplung  
 $\rightarrow$  nicht reversibel  $\rightarrow$  Zerstörung

- max. Verlustleistung:

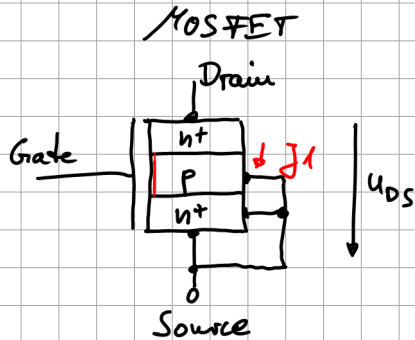


SOA: Safe Operating Area

Verlustleistung:  $I_{C,max} = \frac{P_{V,max}}{U_{CE}}$  //

Durchbruch 2. Art:  $I_{C,max} \sim \frac{1}{U_{CE}^x}$  //

# d) MOS-gesteuerte Bauelemente



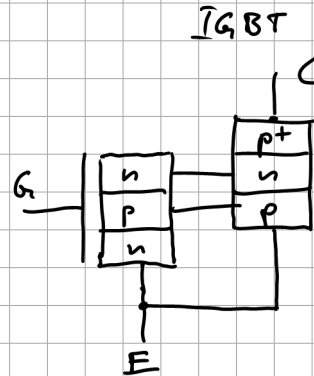
Schalttsymbol:



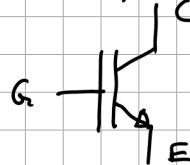
Anreicherungsstyp

Verarmungstyp

- unipolares Bauteil: nur Elektronen sind am Ladungsträgertransport beteiligt (n-Kanal)  
 → keine Speicherseffekte  
 ⇒ schneller als IGBT



Schalttsymbol:



- bipolares Bauteil:  
 ET. und Löcher sind am L.-Tr. beteiligt  
 → langsamer als Mosfet

- ⊕ kleine Schaltzeiten
- ⊕ kleiner Steuerstrom (stationär: 0)
- ⊖  $R_{DS,on}$  groß bei großem  $U_{DS,Br}$

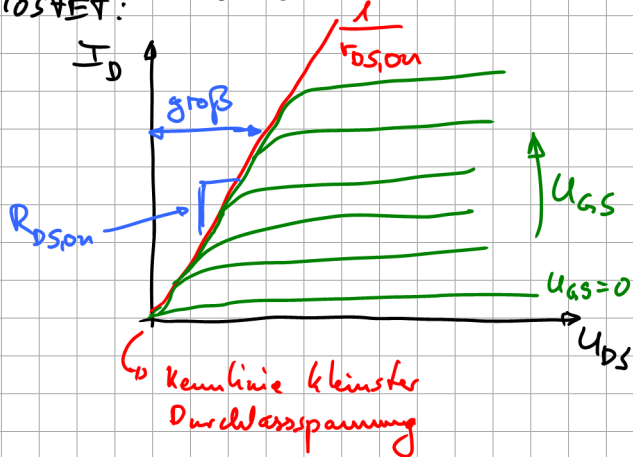
bei Trench-Technologie:  
 $R_{DS,on} \sim U_{DS,Br}$

- ⊕ geringer  $R_{on} \rightarrow$  bipolar
- ⊕ schnell
- ⊕ stationär kein Steuerstrom

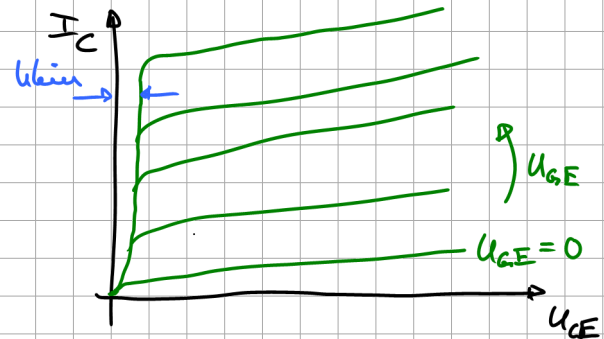
### 1) stationäres Verhalten

• Ausgangs-Kennlinie

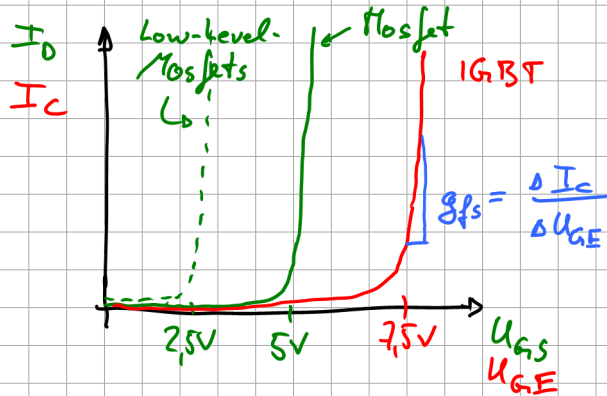
MOSFET:



IGBT:



## • Steuerkennlinie



## 2) Aussteuerung als Schalter

- linearer Bereich für Mosfets /- IGBTs "verboten", da diese für den Schaltbetrieb designed sind. (→ Spezielle "lineare" Mosfets/IGBTs ausgenommen)

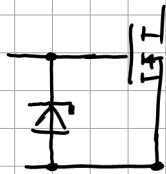
Ein:  $U_{GS}, U_{GE} = 12 \dots 18 \text{ V}$

Aus:  $U_{GS}, U_{GE} = 0 \dots -18 \text{ V} \rightarrow$  Mosfets (meist) mit 0V

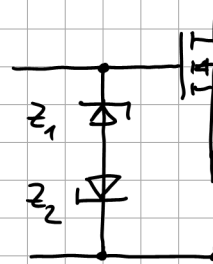
→ IGBTs häufig mit < 0V

Grenzwert:  $|U_{GS}|, |U_{GE}| < 20 \text{ V}$

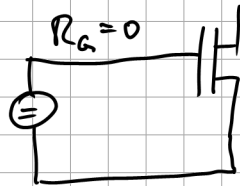
### 3) Schaltz des Gates:



$$-U_T < U_{GS} < U_Z$$



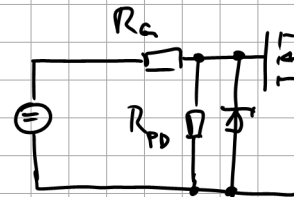
$$-U_{Z2} - U_T < U_{GS} < U_{Z1} + U_T$$



$\hat{=}$  pot. Oszillator  
 $\Rightarrow R_G > R_{G,min}$

$\rightarrow$  Dämpfung

$\rightarrow$  im Datenblatt  $R_{G,min} \sim 5 \dots 15 \Omega$

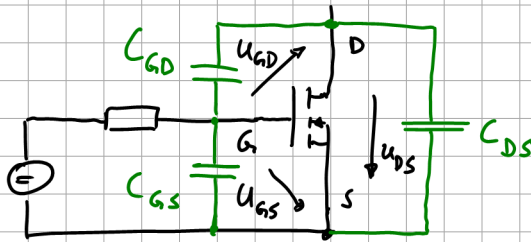


$R_{PD}$ : hochohmig  
 (100 k $\Omega$ )

- Gegen statische Aufladung und undefinierte Zustände / Pegel am Gate  
 $\hookrightarrow$  Pull-down - Widerstand  $R_{PD} \rightarrow$  hochohmig, z.B. 100 k $\Omega$

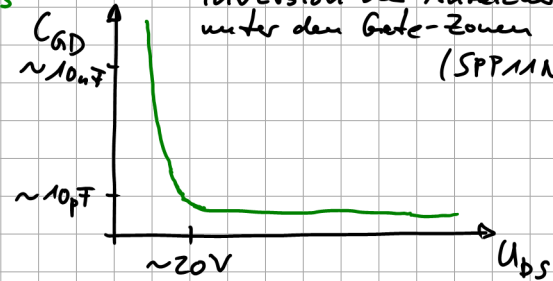


#### 4) Dynamisches Verhalten



Miller-Kapazität  $C_{GD}$   
(Rückwirkungskapazität)

→ spannungsabhängig, wegen  
Inversion der Anreicherungslicht  
unter den Gate-Zonen  
(SP11N80C3)



Umladen der Kondensatoren:

z.B.  $U_{DS} = 500V$  im Sperr-Zustand

|            | AUS   | Ein | relevant für $I_G$ ? |
|------------|-------|-----|----------------------|
| $C_{GS}$ : | 0V    | 15V | ja                   |
| $C_{GD}$ : | -500V | 15V | ja                   |
| $C_{DS}$ : | 500V  | 0V  | nein                 |

$$Q_G = \int I_G dt$$

in Datenblättern:

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$$

Eingangs-Kap. ( $i = \text{input}$ )

$$C_{rss} = C_{GD}$$

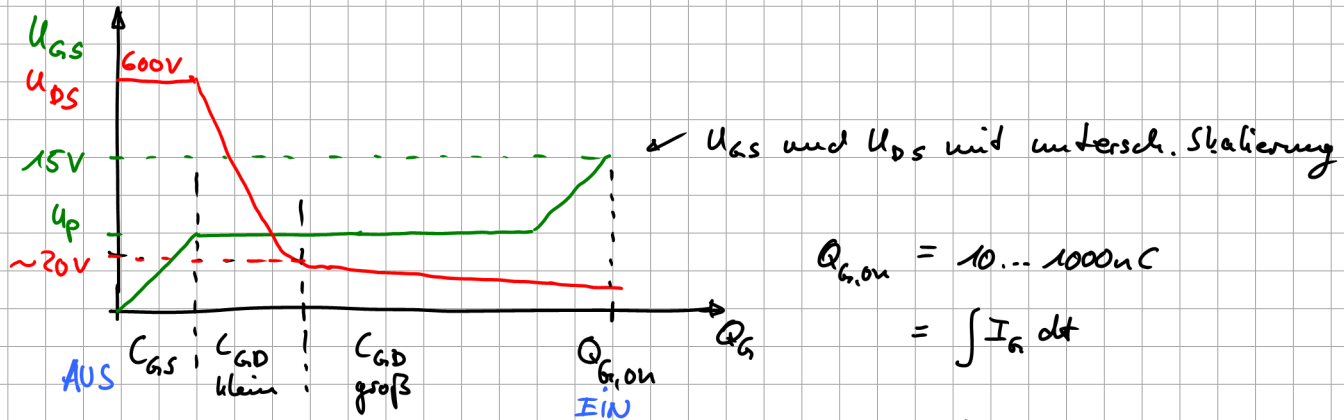
Rückwirkungs-Kap. ( $r = \text{reverse transfer}$ )

$$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$$

Ausgangs-Kap. ( $o = \text{output}$ )

ss = small signal

### Gate-Ladungsdiagramm



$$Q_{G,on} = 10 \dots 1000 \text{ nC}$$

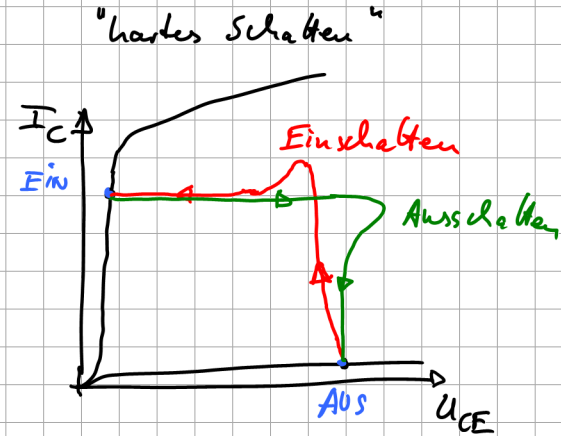
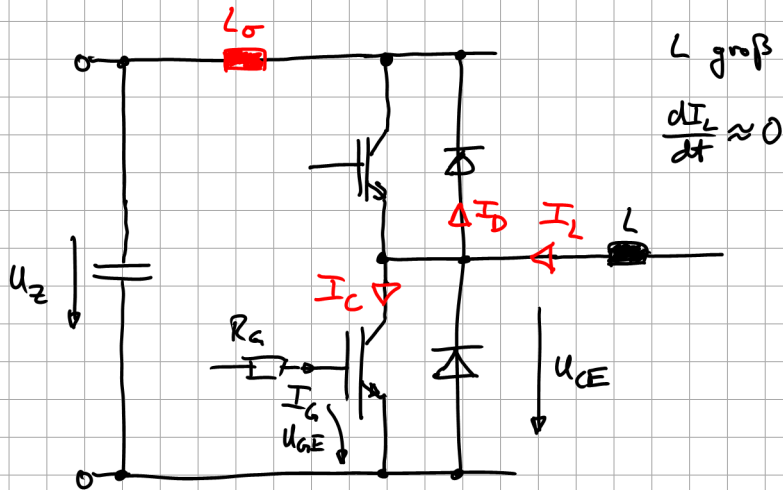
$$= \int I_G dt$$

$$\Rightarrow I_G = \frac{dQ_{G,on}}{dt} = \frac{Q_{G,on}}{T_E}$$

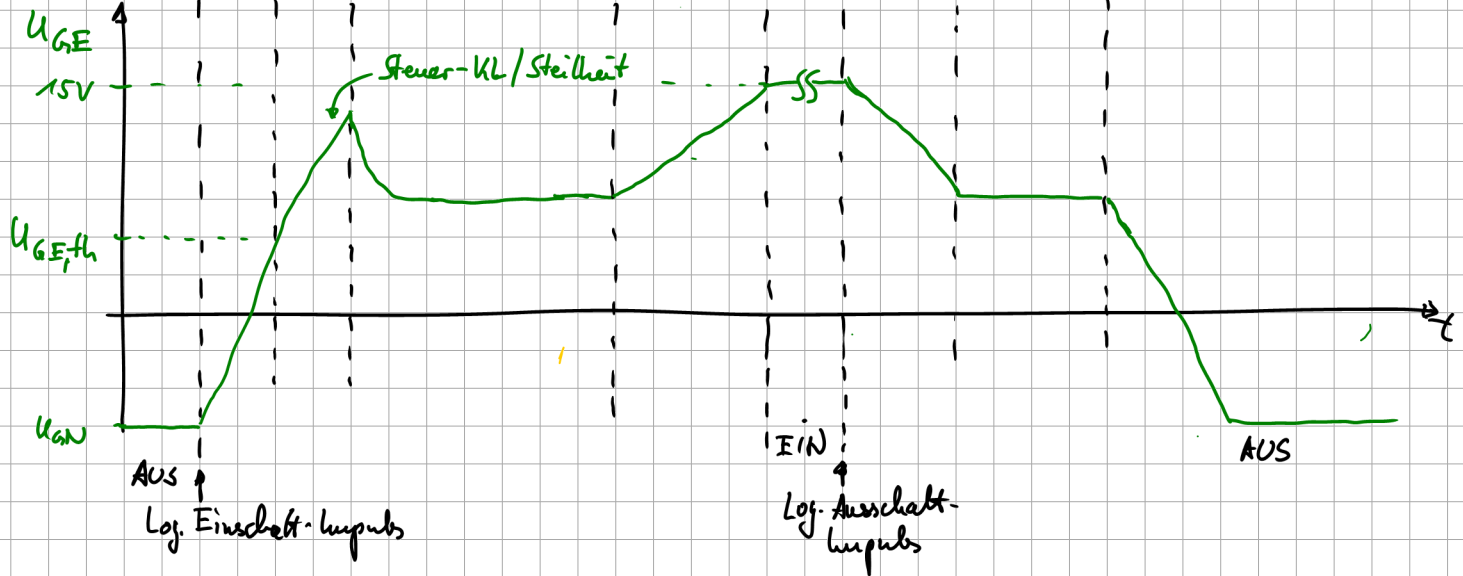
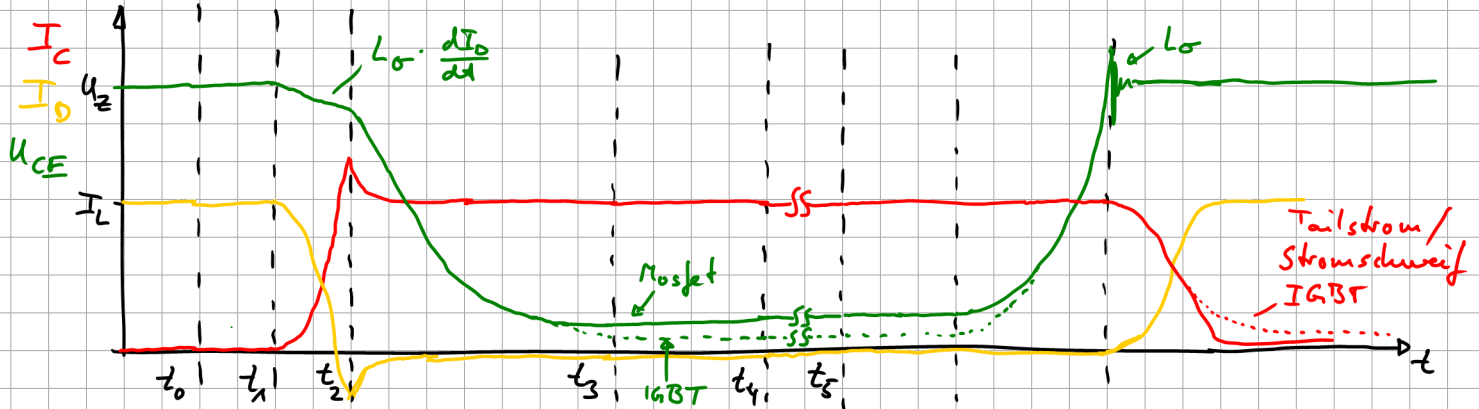
Bsp.:  $Q_{G, on} = 1000 \text{ nC}$   $T_E = 0,5 \mu\text{s}$

$$\Rightarrow I_G = \frac{1000 \text{ nC}}{0,5 \mu\text{s}} = \underline{\underline{2 \text{ A}}}$$

Schalten eines IGBT (MOSFET) in einer Halbbrücke  
mit (ohmsch-)/induktiver Last,



## Zeitverläufe



- Ausgangssituation: - vor  $t_0$  sind beide IGBTs AUS (Verringerungszeit).
- Der in die Halbbücke hineinfließende Laststrom  $I_L$  fließt in der oberen Freilaufdiode

$t_0$ : Einschalten (log. Impuls)

- IGBT noch gesperrt
- Einschalten des Gate-Treibers:
  - $I_G$  beginnt zu fließen → ausschließlich  $C_{GE}$  wird geladen
  - ⇒  $U_{GE}$  steigt mit Zeitkonstante, bestimmt durch  $R_G$  und  $C_{GE}$  an
- Da  $U_{GE} < U_{GE,th}$  ⇒ noch kein Kollektorstrom  $I_C$

$t_1$ : Kollektorstromanstieg

- $U_{GE} \geq U_{GE,th}$  ⇒  $I_C$  steigt an
- $U_{GE}$  steigt ebenfalls an, da  $I_C$  und  $U_{GE}$  noch über die Steilheit  $g_{fs}$  miteinander verknüpft sind:  $I_C = g_{fs} \cdot U_{GE}$  (Steuerkennlinie S.67)
- Dies gilt, solange der IGBT/MOSFET im linearen Bereich betrieben wird.

- in diesem Abschnitt Kommutierungsvorgang:

$I_L$  kommutiert von der oberen Diode auf dem IGBT/MOSFET

- Spannungsabfall von  $U_{CE}$  nur durch  $L_o \cdot \frac{dI_D}{dt}$

Da die Diode noch nicht sperrt, ist der Kollektor des IGBT noch an den Zwischenkreis angeschlossen.

Die Kollektor-Emitter-Spannung ist:  $U_{CE} = U_Z - L_o \cdot \frac{dI_D}{dt}$

- In diesem Intervall größter Teil der Einschaltverluste

$t_2$ : Plateau-Phase

- Durchschaltender IGBT im linearen Bereich
- Diode schaltet ab  $\Rightarrow U_{CE}$  sinkt bis  $t_3$  nahezu auf  $U_{CE,sat}$  ab
- $I_c$  und  $U_{GE}$  weiterhin über Steilheit verknüpft ( $T_r$  noch im lin. Bereich)  
 $\Rightarrow U_{GE}$  bleibt konstant
- $I_G$  lädt  $C_{GD}$  um (während  $U_{CE}$  fällt)

- Wegen Abschaltverhalten der Freilaufdiode steigt  $I_C$  auf  $I_L + I_{RRH}$  an und führt die Sperrverzögerungsladung  $Q_{RR}$  ab

$t_3$ : Sättigungsbereich

- Arbeitspunkt ist durch den linearen Bereich an den Beginn des Sättigungsbereichs gelangt  
 $\Rightarrow U_{GE}$  und  $I_C$  sind nicht mehr über  $g_{fs}$  verknüpft
- $I_G$  bewirkt weiteren Anstieg von  $U_{GE}$  bis zur Höhe der Gatedriver-Versorgungsspannung (z.B. 15V)
- IGBT:  
 $U_{CE}$  hat direkt bei  $t_3$  noch nicht  $U_{CE,sat}$  erreicht  
 $\rightarrow$  stellt sich innerhalb einiger 100ns... wenige  $\mu s$  mit einsetzender Minoritätsladungsträgerüberführung ein

→ "dynamische Sättigungsphase"

$\hat{=}$  Zeit, um die  $n^-$ -Driftzone mit Minoritätsladungsträgern zu überschreiten

• MOSFET:

$U_{CE}$  sinkt nicht mehr weiter (unipolares Bauteil!)

$t_S$ : Ausschalten

- Prozesse in umgekehrter Reihenfolge
- Ladung  $Q_n$  muss mittels Steuerstrom  $I_G$  aus dem Gate abgeführt werden
- Zunächst: interne Kapazitäten umladen, damit der Kanal abschneuert  
 $\Rightarrow I_C$  fällt zunächst steil ab
- Nachdem der Emittorstrom  $I_E = 0$  ist
  - noch viele  $p^-$ -Ladungsträger im  $n^-$ -Driftgebiet, welche durch Rekombination / Rückinjektion abgebaut werden müssen
  - $\Rightarrow$  Kollektorstromschweif ("Tailstrom")



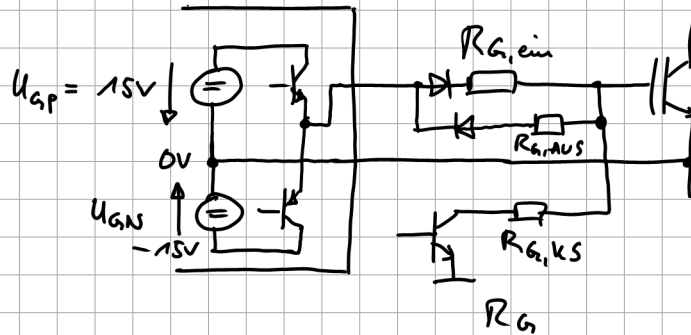
→ dauert einige  $\mu\text{s}$ , gleichzeitig liegt schon die wiederangestiegene Spannung  $U_{CE}$  an

$\Rightarrow$  Tailstrom bestimmt wesentlich die Ausschaltverluste

- Überschwinger von  $U_{CE}$  über  $U_Z$  :
  - $L_o$  im Kommutierungskreis
  - abhängig von  $\frac{dI_C}{dt} \Rightarrow$  langsames Abschalten  
 $\Rightarrow$  weniger Überschwinger

## Gate-Widerstand

- Dämpfung: Sp. Quelle im Gate-Treiber +  $L_G$  +  $C_{iss}$
- $R_G$  bestimmt den Gatesstrom



Ein:  $I_G = \frac{U_{GP} - U_{GE}}{R_{G, ein}}$

Aus:  $I_G = \frac{U_{GN} - U_{GE}}{R_{G, aus}}$

- Unterschiedliche  $R_G$  beim AUS- und Einschalten über Dioden

- $R_{G, KS}$  zum Abschalten bei Brückenkurzschluss  
 $\rightarrow R_{G, KS}$  eher groß, damit KS-Abschaltung langsam abläuft, da  $i_c$  eh schon sehr groß  
 $\rightarrow \frac{di_c}{dt}$  darf nicht zu groß sein

|                                                                   | klein | groß  |
|-------------------------------------------------------------------|-------|-------|
| $I_G$                                                             | groß  | klein |
| $\frac{du}{dt}, \frac{di}{dt}$                                    | groß  | klein |
| Schaltverluste                                                    | klein | groß  |
| Rückstromspitze, $I_{max}$<br>Überspannungen, EMV<br>Schwingungen | groß  | klein |

## 2. Gate-Treiber für SSR

- Vornehmste Funktion: Verstärkung des Ansteuerersignals  
z.B. Datenblattangaben:  $I_{Apeak}$ ,  $C_{Load} = 2000 \mu F$
- Eingangspegel (z.B. 5V, 3.3V, optisch)

### 2.1. Schutzfunktionen

- a) Schutz gegen Überstrom / Brücken-Kurzschluss
- Im Gate-Treiber funktional integriert (eigene Logik-HW)
- ↳ Geschwindigkeit! (Sicherungen sind zu träge)

Kurzschlussdetektion:

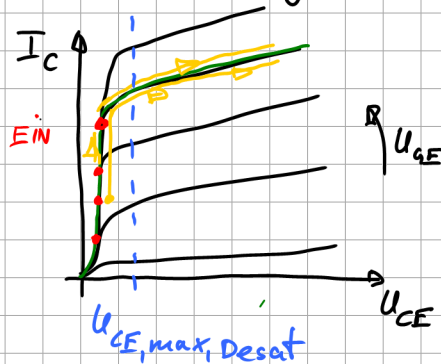
- kleine Leistungen: Shunt im Emitter-Source-Kreis  
↳ Nachteil: Verluste



- $di/dt$ -Messung (mit par. Induktivität  $\rightarrow u_{Lpar} = L_{par} \cdot \frac{di}{dt}$ )  
 $\hookrightarrow$  Sonderfälle

- $U_{CE}$ -Monitoring (quasi Standard)

Desat-Schaltung (Desaturation  $\hat{=}$  Entsättigung)



« aktuelle KL, aufgrund  $U_{GE}$

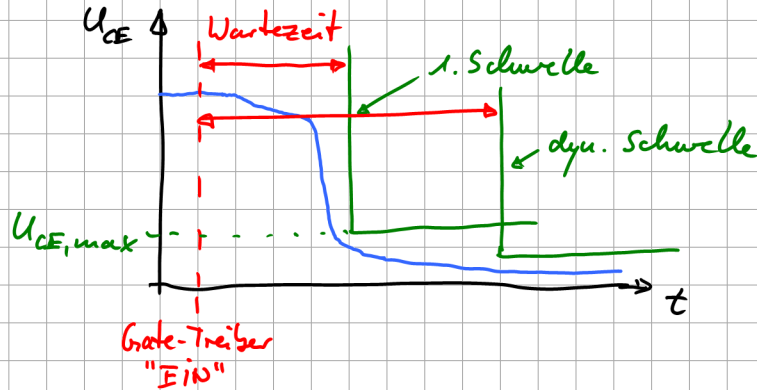
« Kurzschluss, d.h.  $I_C$  steigt

$\hookrightarrow$  irgendwann wird  $I_C$  so groß,  
 dass aufgrund der Kennlinie  
 auch  $U_{CE}$  ansteigt.

Kurzschluss = (EIN) & ( $U_{CE} > U_{CE,max}$ )

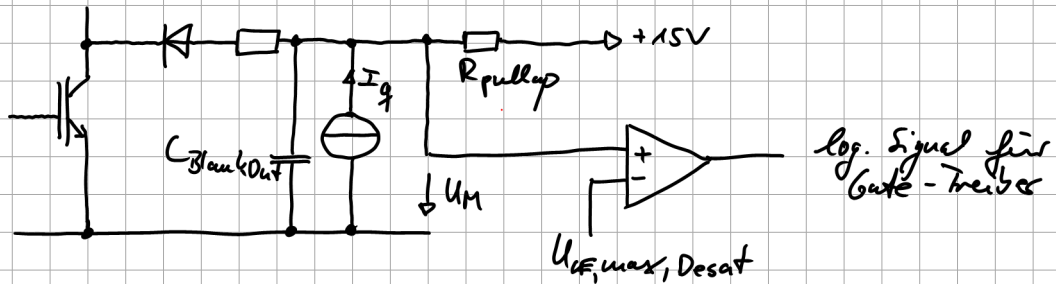
⊕ einfach

⊕ passt für jeden IGBT



$$U_{CE, max, Desat} \approx 6 \dots 10V$$

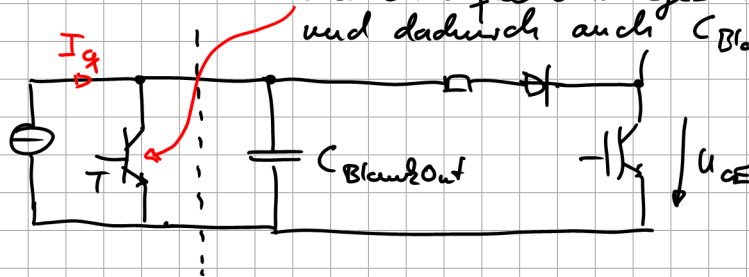
Schaltung zur  $U_{CE}$  - Messung:  
 "abschaltbarer Spannungsteiler"



$C_{BlankOut}$  : Zeitverzögerung / dyn. Schwelle

1.  $U_{CE} > 15V$ : Desat-Diode sperrt / Gate-Treiber ist "AUS"

Desat-Logik ist deaktiviert. Intern im Gate-Treiber wird mit T die Stromquelle kurzgeschlossen, und dadurch auch  $C_{BlankOut}$  entladen



2. Gate-Treiber "EIN"

→ T wird ausgeschaltet,  $I_g$  fließt aus Gate-Treiber raus und lädt  $C_{BlankOut}$

→  $U_M$  steigt linear an:  $U_M = \frac{1}{C_{BlankOut}} \cdot \int I_g dt$

Dadurch wird die Verzögerung eingestellt.

→ Sobald  $U_M > U_{CE}$  → Desat-Diode leitet und damit ist

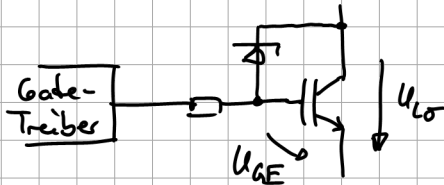
$$U_M = U_{CE} + U_{Diode} + U_R \approx U_{CE}$$

b) Schutz gegen schnelle Überspannungen

• hohes  $di/dt$  beim Abschalten  $\Rightarrow U_{Lo} = L_o \cdot \frac{di}{dt}$

Schutzmechanismen:

1. Active Clamping



• schaltet IGBT wieder ein, falls

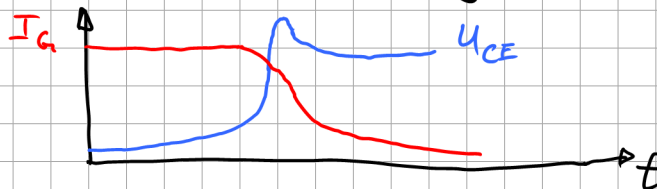
$$U_{CE} > U_{CE,max} = U_Z - U_{CE}$$

•  $W_o = \frac{1}{2} L_o I_c^2$  wird im IGBT  
in Wärme umgesetzt

$\Rightarrow$  zusätzliche Verluste  $\Rightarrow$  erhöhte Temp.  $\Rightarrow$  geringere Lebensdauer  
 $\Rightarrow$  erhöhter Kühlungswand

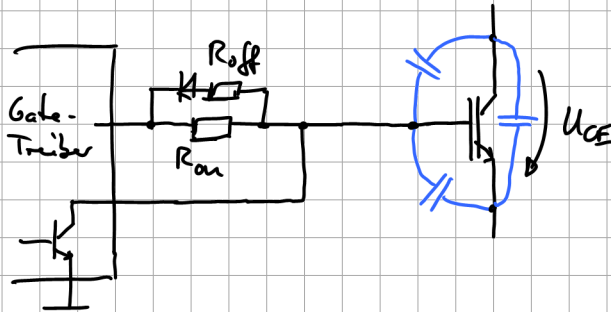
2. "Intelli-Off" (Semikron) / "Soft-Off"

Optimierter Ausschaltvorgang



Sobald  $U_{CE}$  zu groß wird,  
wird  $I_g$  reduziert  
 $\rightarrow$  langsame Gate-Entladung  
 $\rightarrow$  geringeres  $\frac{dI_c}{dt}$   
 $\Rightarrow$  geringeres  $U_{Lo}$

### c) Schutz vor Wiedereinschalten



- hohe  $\frac{dU_{CE}}{dt}$   
 $\Rightarrow$  Verschiebestrom in  $C_{GC}, C_{GE}$   
 $\Rightarrow U_{GE}$  steigt an  
 $\Rightarrow$  Wiedereinschalten möglich

Abhilfe:

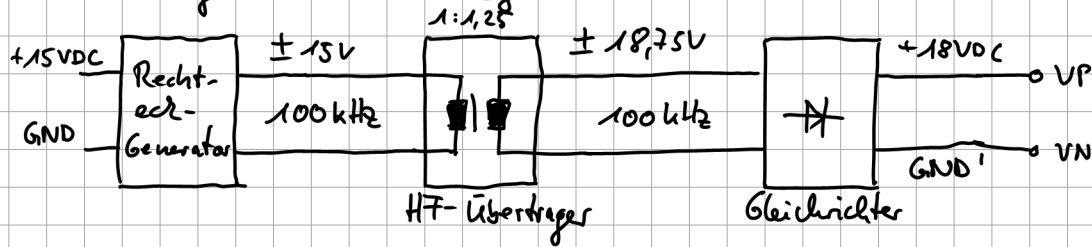
- $R_{off} \rightarrow$  schnelleres Abschalten  $\Rightarrow$  höheres  $dU/dt$
- Zus.  $GE$ -Kapazität  $\rightarrow U_{GE}$  steigt bei Versch.-Strom  
 $\rightarrow$  Nachteil: höhere Steuerleistung  
 $\rightarrow$  langsamer an
- Negative Gate-Spannung
- Transistor zwischen G und E "EN" schalten  
 $\hookrightarrow$  "Active Miller Clamp"



## 2.2. Versorgung der High-Side - Gate-Treiber

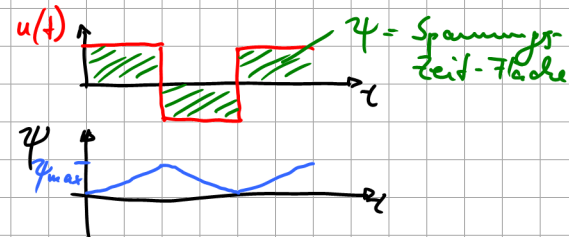
→ Potentialfreie Versorgung notwendig

- HF-Übertrager mit Rechteckgenerator



- HF, damit Übertrager klein wird

$$\hat{B} = \frac{\hat{\Phi}}{A} \quad \Psi = \omega \cdot \Phi = \omega \cdot A \cdot \hat{B} = \int u dt$$

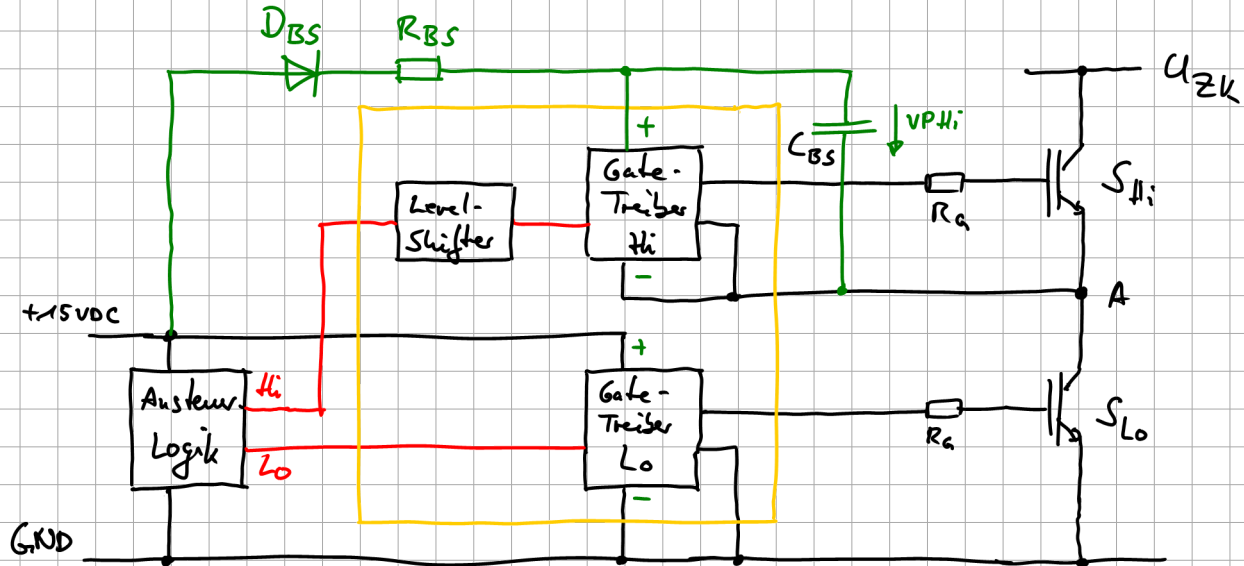


⊕ echte Potentialtrennung

⊕ beliebige Aussteuergrade von 0...100% auch drosselt möglich

⊖ Aufwändig

- Bootstrap - Schaltung



- $C_{BS}$  = Bootstrap-Kondensator
- Wenn  $S_{Lo}$  eingeschaltet ist, wird  $C_{BS}$  über  $D_{BS}$  und  $R_{BS}$  auf  $+15VDC$  aufgeladen, weil der Knoten A dann mit  $GND$  verbunden ist
- $D_{BS}$  muss die Zwischenkreisspannung  $U_{zk}$  sperren können

→ "halb potential getrennt" Gate-Treiber

→ "HV-Gate-Treiber" HV = Hochvolt

⊕ billig, robust

⊖  $S_L$  muss regelmäßig eingeschaltet werden

⇒ Einschränkung des möglichen Aussteuergrades:

üblich: 5% für BS-Schaltung

⇒  $a = 0 \dots 35\%$

• Ladungspumpe

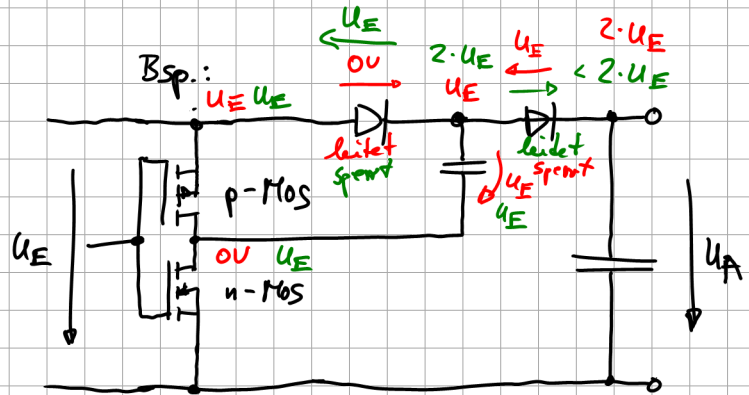
- intern in GT-ICs integriert

$$U_A = 2 \cdot U_E$$

→ kaskadierbar

$U_E$  = n-MOS EIN  
p-MOS AUS

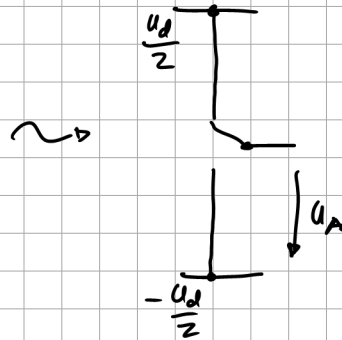
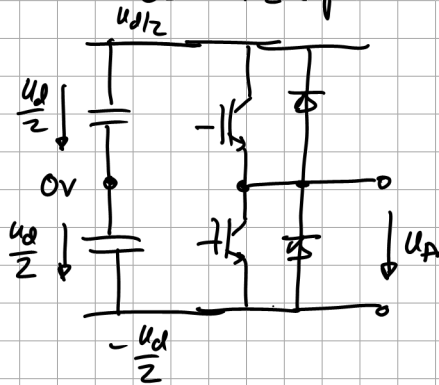
$U_E$  = n-MOS AUS  
p-MOS EIN



### 3. Steuersatz für SSR

- Taktfrequenz ist bei SSR frei wählbar

→ Schaltzeitpunkte für Umschaltung:



$u_A(t)$  = diskret entweder  $+U_d/2$  oder  $-U_d/2$

$U_A$  = Kurzzeitmittelwert über 1 Taktpériode

- Um die Ausgangsformenform als Kurzzeitmittelwerte ohne Schwebung und große Oberschwingungsanteile abbilden zu können:

$$f_T \geq 10 \cdot f_1$$

Falls  $f_T \leq 10 \cdot f_1$ : Synchronisierte Taktung, d.h.

$$f_T = n \cdot f_1 \quad \text{mit } n \in \{1, 3, 5, 7, \dots\}$$

- Mittelwertbildung des Stromrichterausgangs
  - meist durch die Last (Maschine = RL-Last)
  - Filter (z.B. C beim Tiefsetzsteller, Sinusfilter für Maschinen, Netzfilter, etc.)
- Begrenzung der Taktfrequenz:

$$10 \cdot f_1 \leq f_T \leq \begin{array}{l} \text{- Umschaltzeiten der HL} \\ \text{- Verriegelungszeit} \\ \text{- Schaltverluste? } P_{v,T} \sim f_T \\ \text{- Logik } \hat{=} \text{Gatterlaufzeiten, etc.} \\ \text{(bei hohen Taktfrequenzen)} \end{array}$$

z.B. hartschaltend, 1kW, Si-IGBTs :  $\sim 100 \text{ kHz}$

Weichschaltend :  $\leq 2 \text{ MHz}$