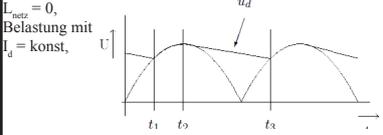
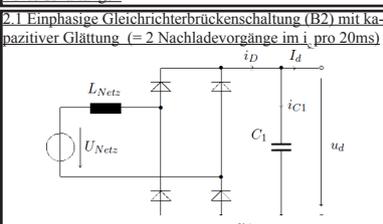


2.1 Einphasige Gleichrichterbrückenschaltung (B2) mit kapazitiver Glättung (= 2 Nachladevorgänge im 1 pro 20ms)



$L_{Netz} = 0$, Belastung mit $I_d = konst$,
 Dioden sperren für $i_D = i_{C1} + I_d = 0$;
 Entladen C_1 : für $i_D = 0$ durch I_d
 Laden C_1 : bei $u_d > u_{C1}$ wird $i_D > 0 \Rightarrow$ laden durchs Netz
 Zeitbereich $t_1 \leq t \leq t_2$
 $u_d = u_{C1} = \sqrt{2} U \sin(\omega t)$
 $i_{C1} = \omega C_1 \sqrt{2} U \cos(\omega t)$
 Dioden sperren bei:
 $i_{C1}(\omega t_1) = -I_d = \omega C_1 \sqrt{2} U \cos(\omega t_1)$

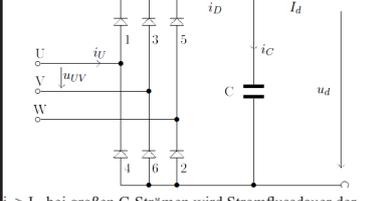
$t_2 = [\arccos(-\frac{I_d}{\omega C_1 \sqrt{2} U})] * 1/\omega$
 Zeitbereich $t > t_2$
 $u_{C1}(t) = \sqrt{2} U \sin(\omega t) - \frac{I_d}{C_1} * (t - t_2)$

Zeitpunkt t_3 folgende Halbwellen beginnt mit $u = \sqrt{2} U \sin(\omega t - \pi)$
 Zeitpunkt t_3 aus Gleichung:
 $\sqrt{2} U \sin(\omega t_3) - \frac{I_d}{C_1} * (t_3 - t_2) - \sqrt{2} U \sin(\omega t_3) - \pi = 0$

Zeitpunkt ωt_1
 $\omega t_1 = \omega t_1 - \pi$
Spektrum:
 - starke Oberschwingungen (alle ungeradzahigen Vielfachen)
 - Grundschwingungsamplitude kleiner als I_{max}
 - bei kapazitiver Glättung: groß
 - bei induktiver Glättung: kleiner als kapazitiv
 - im C-Strom: 100Hz, 200Hz, 300 Hz ... (da 2 pulsig)

Stromverlauf:
 - Kap. Glättung = Strom- vor Spannungsmaximum
 - Indkt. Glättung = Spannungs- vor Strommaximum
 - 1 pos., 1 neg. Puls im Netzstrom

2.2 B6 Schaltung (=6 Nachladevorgänge im 1 pro 20 ms)



$i_d > I_d$, bei großen C-Strömen wird Stromflussdauer der Netzströme kleiner als $2\pi/3$
 - Dioden sperren wenn $i_D = i_C + I_d = 0$ wird
 - $i_D = 0 \Rightarrow$ C wird durch I_d entladen
 - laden bei $u_d > u_C$ weil $i_D > 0$ durch Netzspannung
 Zeitbereich $t_1 \leq t \leq t_2$
 $u_d = u_C = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \pi/6)$
 $i_C = \omega C \sqrt{2} U \cos(\omega t + \pi/6)$
 Dioden sperren bei:
 $i_C(\omega t_1) = -I_d = \omega C \sqrt{2} U \cos(\omega t_1 + \pi/6)$

$t_2 = [\arccos(-\frac{I_d}{\omega C \sqrt{2} U} - \pi/6)] * 1/\omega$
 Zeitbereich $t > t_2$
 $u_{C1}(t) = \sqrt{2} U \sin(\omega t + \pi/6) - \frac{I_d}{C} * (t - t_2)$

Zeitpunkt t_3 folgende Halbwellen beginnt mit $u = \sqrt{2} U \sin(\omega t - \pi/6)$
 Zeitpunkt t_3 aus Gleichung:
 $\sqrt{2} U \sin(\omega t_3 + \pi/6) - \frac{I_d}{C} * (t_3 - t_2) - \sqrt{2} U \sin(\omega t_3 - \pi/6) - \pi = 0$

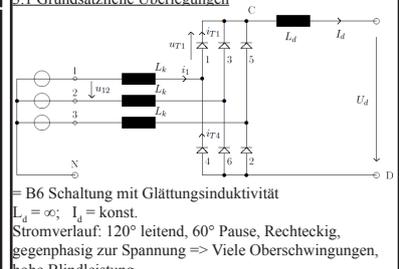
Zeitpunkt ωt_1
 $\omega t_1 = \omega t_1 - \pi/6$
Spektrum
 - Amplituden der Oberschwingungen kleiner
 - Wechselstrombelastung geringer
 - 3. Harmonische entfallen(3,6,9...) im Netzstrom

Stromverlauf:
 - Bei C Glättung: L auf Netz- und Gleichstromseite um Stromflussdauer zu erhöhen und Spitzenwerte zu senken
 \Rightarrow Kleinere Oberschwingungen, besser Leistungsfaktor
 - Einschalten: Aufladen von C auf Scheitelwert der verketteten Netzspannung (Begrenzt durch R)
 - Weniger Welligkeit im Gleichstrom als B2 Schaltung
 - 2 pos. 2 neg Pulse im Netzstrom

2.3 Glättungskondensatoren

Aluminiumelektrolytkondensatoren
 - gepolt \Rightarrow falsche Polung führt zu Zerstörung
 - Reststromfluss (Temp. und Lagerzeit abhängig) \Rightarrow Reihenschaltung von Cs muss zur Spannungsteilung mit zusätzlichen Rs parallelgeschaltet werden
 - Ersatzschaltbild: $L_{ESL} + R_{ESR} + (C/R_p)$
 - $R_{ESR} = \text{Temp. \& f abhängig}$ \Rightarrow Maß für Verlustleistung
 - $R_p = \text{Selbstentladung}$
 - Überlagerter AC: maximum abhängig von Temp, Wärmeabfuhr, Verlustfaktor und Frequenz
 - Brauchbarkeitsdauer: abhängig von U- & Tempbelastung, parallelgeschalteten 2er Cs mit halben F erhöht Bbkd
Folienkondensatoren
 - geringe R_{ESR} & L_{ESL} als Aluelektro-Cs aber teurer

3. Drehzahlsteuerung eines Gleichstromantriebs



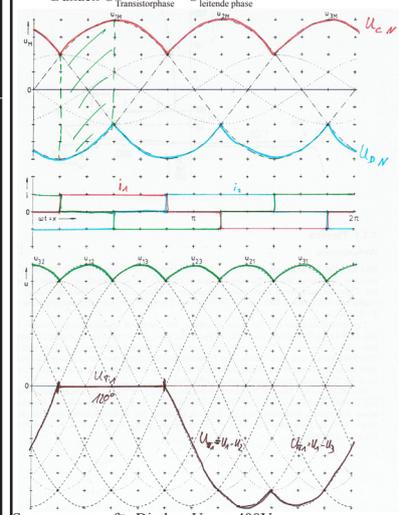
3.1 Grundsätzliche Überlegungen
 = B6 Schaltung mit Glättungsinduktivität $L_d = \infty$; $I_d = konst$.
 Stromverlauf: 120° leitend, 60° Paus, Rechteckig, gegenphasig zur Spannung \Rightarrow Viele Oberschwingungen, hohe Blindleistung

3.2 Ungesteuerter Betrieb bei Vernachlässigung der Kommutierung = L_d vernachlässigt, Dioden statt Thyristor
 Zeitlicher Verlauf der Spannung und Ströme
 I_d fließt immer je über einen oberen & unteren Thyristor
 $s = \text{Anzahl Kommutierungsgruppe} = 1,3,5 \text{ bzw. } 2,4,6 = 2$
 Innerhalb einer Gruppe, 3 Kommutierung je Periode $= q = 3 \Rightarrow$ Pulszahl $p = s * q$
 Strom: $i_1 = i_{T1} - i_{T2}$
 Spannung 3 unterschiedliche Intervalle:
 $i_{T1} = I_d$; $u_{T1} = 0$
 $i_{T3} = I_d$; $u_{T1} = u_{T2}$
 $i_{T5} = I_d$; $u_{T1} = u_{T3}$

Mittelwert der Gleichspannung
 $U_{di} = \sqrt{2} U_N * \frac{\sin(\pi/p)}{\pi/p}$
 hier $p=6 \Rightarrow U_{di} = 3/\pi * \sqrt{2} U = 1,35 U_N$

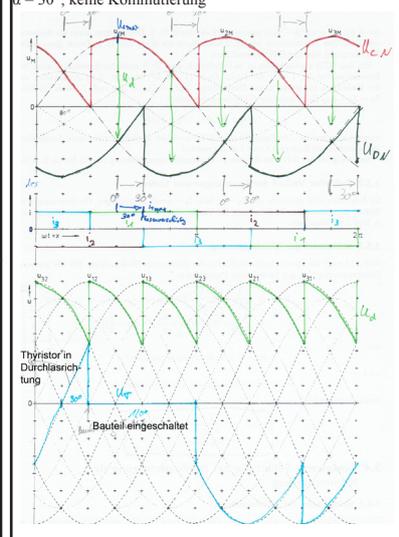
3.3 Gesteuerte Schaltung bei Vernachlässigung der Kommutierung
 Steuerwinkel $\alpha = \text{Winkel bei dem der Thyristor den Stromfluss übernimmt}$
 $\alpha = 0$ (Gleichungen gemäß 2.2)
 Vorgehensweise:

- 1.) Potentialverlauf am Punkt C U_C
 - 2.) Potentialverlauf am Punkt D U_D
 - 3.) Stromverlauf gemäß leitendem Transistor
 - 4.) $U_d = U_C - U_D$
 - 5.) Transistorspannung U_{T1} 0 wenn Transistor leitet
- Danach $U_{Transistorphase} - U_{leitende phase}$

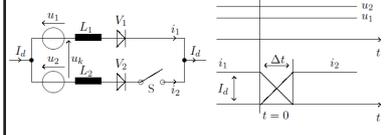


Sperrspannung für Dioden: $U_{Dmax} = 400V$
 $\Rightarrow U_D = 400V * (+10\%) * \sqrt{2} * 2$
 Schwingung Sicherheitsfaktor
 Mittelwert der Gleichspannung
 $U_{di} = U_{di} * \cos(\alpha) = \frac{1}{2\pi/p} * \sqrt{2} U_N 2 \sin(\pi/p) * \cos(\alpha)$

3.4 Gesteuerte Schaltung bei Berücksichtigung der Kommutierung Grundlagen
 Kommutierung = Stromübergang zwischen zwei Halbleiterventilen
 $\alpha = 30^\circ$; keine Kommutierung



zu 3.4: Kommutierung eines Stromkreises



$I_d = konst, di/dt = 0$;
 $t < 0$: Schalter öffnen $i_1 = I_d$; $i_2 = 0$
 $t > 0$: Schalter geschlossen: $i_1 + i_2 = I_d$
 $u_1 - u_2 + L_d * (di_2/dt) - L_d * (di_1/dt) = 0 \Rightarrow$ je auflösen nach di/dt
 Kommutierungsspannung: $u_1 = u_2 - u_1$
 Für $u_2 > u_1$ gilt:

$i_1(t) = I_d - t * \frac{u_2 - u_1}{L_1 + L_2}$ $i_2(t) = I_d - i_1(t)$
 Überlappungszeitdauer:
 = Zeit in der beide Zweige Strom führen
 $\Delta t = I_d * \frac{L_1 + L_2}{u_2 - u_1}$

Bei zeitlich veränderlichen Spannungen:
 $i_1(t) = -\frac{1}{L_1 + L_2} \int_0^t u_{di} dt$
 $i_2(t) = \frac{1}{L_1 + L_2} \int_0^t u_{di} dt$
 Überlappungsdauer über $i_1(\Delta t) = 0$

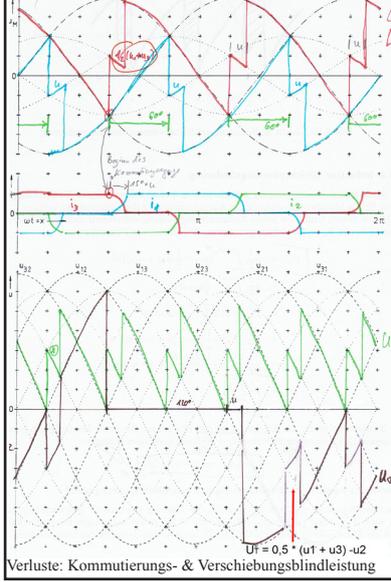
zu 3.4. Strom- und Spannungsverlauf in Kommutierung
 = Kommutierungsvorgang unabhängig von Pulszahl
 $u_1 = u_2 - u_3$ $U_C = U_{dcm}$ $u_{di}(t) = \sqrt{2} U_N * \sin(\omega t)$
 Wechsel von i_1 auf i_2 (bzw. Phasenwechsel 3 \Rightarrow 1)
 Bei $\alpha = 0$
 Ansatz: $i_1 + i_3 - I_d = 0$ & $u_1 - u_3 + L_k * (di_1/dt) - L_k * (di_3/dt) = 0$

$\Rightarrow i_1 = \frac{\sqrt{2} U_k}{2 \omega L_k} (1 - \cos(\omega t))$
 $\Rightarrow i_3 = I_d - i_1 = I_d - \frac{\sqrt{2} U_k}{2 \omega L_k} (1 - \cos(\omega t))$

Bei $\alpha \neq 0$
 $i_1 = \frac{\sqrt{2} U_k}{2 \omega L_k} (\cos(\alpha) - \cos(\omega t))$
 $i_3 = I_d - i_1 = I_d - \frac{\sqrt{2} U_k}{2 \omega L_k} (\cos(\alpha) - \cos(\omega t))$

Spannung während der Kommutierung: $u_{CN} = 0,5 * (u_1 + u_3)$
 $\cos(\alpha + u) = \cos(\alpha) - \frac{I_d 2 \omega L_k}{\sqrt{2} U_k}$

Zeitlicher Verlauf mit $\alpha = 60^\circ$ und $u = 15^\circ$
 \Rightarrow bei 1 in $U_d = U_3 - 0,5 * (u_1 + u_3) = 0,5 * (u_1 - u_3)$



Verluste: Kommutierungs- & Verschiebungsblindleistung
 $U_{di} = 0,5 * (u_1 + u_3) - u_2$

zu 3.4 Wichtige Formeln

Induktive Gleichspannungsänderung
 bei jedem Kommutierungsvorgang auf, abhängig v. Pulszahl
 $D_x = p * \frac{I_d \omega L_k}{2\pi}$ (Induk. Gleichspannungsänderung verursacht durch induktiven Wid.)
 $d_x = \frac{D_x}{U_{di}}$ (Induktive DCänderung bzg. auf ideale Leerlaufgleichspannung)
 $\Rightarrow \cos(\alpha) - \cos(\alpha + u) = 2 d_x$
Nennwertbezogene Kurzschlussspannung und induktiver Spannungsabfall bei großen Leistung an Trafos ($u_{kn} = u_k$)
 Allgemein:
 $u_x = \frac{I_N X_k}{U_N / \sqrt{3}}$ $L_k = \frac{X_k}{\omega} = \frac{u_k U_N}{\omega \sqrt{3} I_N}$
 $U_{di} = 2 \sqrt{2} U_N * \frac{\sin(\pi/p)}{\pi/p}$ $I_N = (\sqrt{2/3}) I_d$
 $d_x = \frac{p I_d \omega L_k}{2\pi U_{di}}$ für $B6 \Rightarrow d_x = 1/2 * u_k$
 $d_x = d_{sn} \frac{I_d}{I_{dn}} * \frac{U_{di}}{U}$ (Bei Abweichung vom Nennwert)
 | Lastfaktor |

zu 3.4 Wechselrichterbetrieb (cos phi negativ)

Löschwinkel: $\gamma = \omega t > \omega t_1$
 $(t_1 = \text{Schoenzeit}; t_0 = \text{Freiwerdzeit der Thyristoren})$
 Aussteuergränze: $\alpha_{max} = \pi - (\gamma + u)$
 \Rightarrow Falls $\alpha > \alpha_{max}$ bei nächster Zündung Kurzschluss

Leistungen
 $S = \sqrt{S^2 + D^2}$ $\cos \phi = P/S$ $I_{netz} = \sqrt{2/3} * I_d$
 $S_1 = \sqrt{P^2 + Q_1^2}$ $Q_1 = Q_{1a} + Q_{1u}$

$U = U_{netz}$	Einphasiges Netz	Dreiphasiges Netz
Scheinleistung	$S = U I$	$S = \sqrt{3} U I$
Grundschwingungs-scheinleistung	$S_1 = U I_1$ $S_1 = U_{di} I_d$	$S_1 = \sqrt{3} U I_1$ $S_1 = U_d I_d$
Wirkleistung (ohne Verluste)	$P = U I_1 \cos(\phi)$ $= U_{di} I_d (\cos(\alpha) - d_x)$	$P = \sqrt{3} U I_1 \cos(\phi)$ $= U_d I_d (\cos(\alpha) - d_x)$
Grundschwingungs-blindleistung	$Q_1 = U I_1 \sin(\phi)$	$Q_1 = \sqrt{3} U I_1 \sin(\phi)$
Verschiebungs-blindleistung	$Q_{1u} = U_{di} I_d \sin(\alpha)$	$Q_{1u} = U_{di} I_d \sin(\alpha)$
Kommutierungs-blindleistung	$Q_{1u} = \sqrt{S_1^2 - P^2} - Q_{1u}$	$Q_{1u} = \sqrt{S_1^2 - P^2} - Q_{1u}$
Verzerrungs-blindleistung	$D = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$	$D = \sqrt{3} U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$
Blindleistung	$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$	$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$

Belastungskennlinien:

$D_1 = s R_k I_d$ (Spannungsabfall durch ohmsche Widerstände)
 $d_r = \frac{D_d}{U_{di}} = \frac{s R_k I_d}{U_{di}}$
 Mittelpunktschltg: $s=1$, Brückenschltg: $s=2$
 D bzw $d_c = 1,5V$ (Spannungsabfall an Ventilen)
 $U_{da} = U_{dcm} - (D_x + D_1 + D_2) = U_{dcm} * (\cos(\alpha) - d_x - d_c - d_2)$
 $U_{da} = U_{dcm} \cos(\alpha) - D_c - (p \frac{\omega L_k}{2\pi} + s R_k) * I_d$
 \Rightarrow Belastungskennlinien $U_d/U_{dcm} = f(I_d / I_{cm})$ jeweils bis 1
 D & D_c vernachlässigen falls keine Angabe
 \Rightarrow Steigung ist nur d_x

Lückbetrieb

wegen geringem LK auf DC seite, wird Strom null
 \Rightarrow Spannung kann nicht negativ werden
 $\Rightarrow U_{di}$ wird größer als im nicht lückenden Fall

4. Schalten induktiver Lasten

4.1 Aufgabenstellung
 Parasitäre Cs // zur Induktivität $(0,5L \text{ ist } = 0,5C u^2) \Rightarrow$ hohes U in C \Rightarrow Freilaufdiode // L nötig um 1 abfließen zu lassen

4.2 Eigenschaften von Diode und Transistor

Dioden:
 - Sperrverluste (durch Stromfluss in Sperrrichtung)
 - Durchlassverluste (1..2V U_{dfall} , Schottky: 0,3V)
 - Trägerstau Effekt bei schnellem Abschalten = Restladungsträger noch im pn-Übergang nach $i = 0 \Rightarrow$ müssen noch abfließen (Kombination oder abfließen)
 \Rightarrow Sperrverzögerungszeit $t_{tr} = t_s + t_f$ Maßnahme: TSE
MOSFET:
 - Vorteil: höhere Schaltfrequenz, niedrige AnsteuerLst.
 - Vorwiderstand um GateC langsamer aufzuladen

IGBT:
 - Vorteil: niedrige AnsteuerLst., Temp.unabhängig, geringe stationäre Verluste, keine innere Inversdiode
 - $I_{collector}$ Spitze durch Sperrverzögerungsladung der Freilaufdiode
 - $I_{collector-emitter}$ Spitze durch parasitäre Induktivität

4.3 Entlastungsschaltwerke (=snubber circuits)

= Schutz von Halbleiterschalter z.B. Transistor vor Überspannung (du/dt, di/dt, Sperrspannungen etc.)
 Bsp: $(L // R_c) + (S // (R_s + C_s))$
 C verringert du/dt, $R_s + R_c$ um gesp. Energie abzubauen
 TSE-Schaltung = $(R+C) // S$
 besser: $(R/D)+C // S \Rightarrow$ Stromabfluss über D&C bis C auf Sperrspg aufgeladen, R begrenzt Entlastestrom von C

4.4 Kommutierung beim Ausschalten eines Transistors

Idealer Schalter (wegen ∞ di/dt $\Rightarrow \infty$ du/dt)
 Aber: in Praxis parasitäre C, abhilfe: RC // schalten
Transistor als Schalter
 $U_{di} + [(I_{last} // (D + L_2)) + L_1 + T]$ u_b an Transistor
 $i_1(t) = I_d - \frac{u_{dk} - u_{dm}}{L_1 + L_2}$ $i_b(t) = \frac{u_{dm} - u_{dk}}{L_1 + L_2}$
 $\Delta t = I_d * \frac{L_1 + L_2}{u_{dm} - u_{dk}}$ (Überlappungszeit, Diode und Transistor führen Strom)

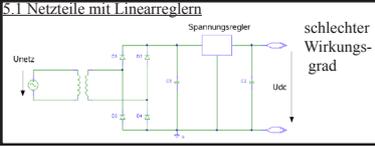
4.5 Verlustleistung: Durchlass-, Sperr- und Schaltverluste

Durchlassverluste: $u_f = U_{f0} + r_f i_f$ (u_f = Durchlasspg, U_{f0} = Schleusenspg, r_f = differentieller R = $\Delta u_f / \Delta i_f$)
 Kennlinie: Gerade, Start in U_{f0} mit Steigung r_f
 Mittl. Verlustleistung: $P_{TAV} = I_{TAV} + r_f I_{RMS}$
 RMS = Effektivwert, AV = gleichgerichteter Mittelwert
 Sonderfall MOSFET: $P = R_{DS(on)} I_{RMS}^2$
Sperrverluste: $p_{Rk}(t) = u_{Rk}(t) I_R$
Schaltverluste: insb. bei HF, bei Netz-f vernachlässigbar
 Verluste pro Schaltvorgang:
 Diode: $W_s = U_{di} Q_{di}$ ($Q_{di} = L_{dg}$ in Rückstromfallzeit)
 Transistoren: $W = \int i(t) u(t) dt$
 $P_{wm} = f(W_{wm} + W_{dm})$
 Gegenmaßn.: Schalten im Spg/strommldurchgang(ZVS)

4.5 Kühlung: Ähnlich zum elektr. Stromkreis

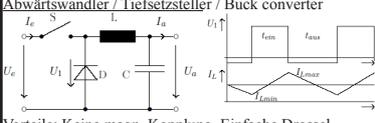
Temperatur = Spannung bzw. elektr. Potential
 Leistung = Strom
 spez. Wärmeleitfähigkeit λ [W/K m] = elektr. Leitfähigkeit them.
 Widerstand R_{th} [K/W] = elektr. Widerstand
 Wärmekapazität C_{th} [W s/K] = elektr. Kondensator
 Bsp: Tasse heißer Kaffee = aufgeladener C mit ΔT als Spg
 \Rightarrow Kalte Milch zugeben = neg. aufgeladener C // schalten
 \Rightarrow Löffel reinstellen = Widerstand // schalten

5.1 Netzteile mit Linearreglern



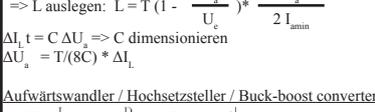
5.2 Einsatzgebiete von Schaltnetzteilen (SNT)
- erzeugen geregelte Gleichspannung aus Netzspannung
- geringe Verlustleistung, Geräusche, Volumen
- hohe Eingangsspannungsbereichstoleranz
- Nachteil: Maßnahmen gegen EMV nötig

5.3 Drosselwandler (DC/DC Wandler)



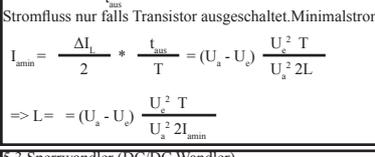
Vorteile: Keine magn. Kopplung, Einfache Drossel
Nachteile: Keine galvanische Trennung zwischen U_a & U_e
Strom durch Spule: $i_L = 1/L \cdot \int u_L dt$
=> Einschaltzeit: $\Delta I_L = 1/L \cdot (U_e - U_a) \cdot t_{ein}$
=> Ausschaltzeit: $\Delta I_L = 1/L \cdot U_a \cdot t_{aus}$
 $U_a = U_e \cdot \frac{t_{ein}}{T}$ Schaltfrequenz $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{ein} + t_{aus}}$
f groß => L klein, beschränkt durch magn. Bauelemente
=> Kleinstmöglicher Strom
 $I_{amin} = 0,5 \Delta I_L = \frac{T}{2L} U_a \cdot (1 - U_a/U_e)$
=> L auslegen: $L = T \cdot (1 - \frac{U_a}{U_e}) \cdot \frac{U_a}{2 I_{amin}}$
 $\Delta I_L t = C \Delta U_a \Rightarrow C$ dimensionieren
 $\Delta U_a = T/(8C) \cdot \Delta I_L$

Aufwärtswandler / Hochsetzsteller / Buck-boost converter



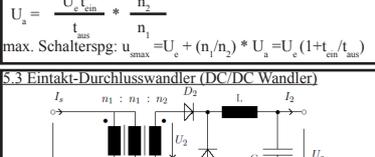
Vorteile&Nachteile: siehe Abwärtswandler
 $U_a = U_e \cdot \frac{T}{t_{aus}}$
Stromfluss nur falls Transistor ausgeschaltet. Minimalstrom:
 $I_{amin} = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{t_{aus}}{T} = (U_e - U_a) \cdot \frac{U_e^2 T}{U_a^2 2L}$
=> L = $(U_e - U_a) \cdot \frac{U_e^2 T}{U_a^2 2 I_{amin}}$

5.3 Sperrwandler (DC/DC Wandler)



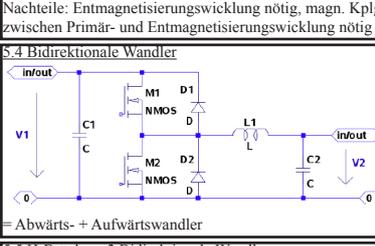
Vorteile: kostengünstig, Potentialtrennung U_a & U_e
Nachteile: Starke Beanspruchung von C&D, EMV Problem
=> Energiespeicher = Magn. Kopplung => S = auf, Abgabe
 $U_a = \frac{U_e t_{ein}}{t_{aus}} \cdot \frac{n_2}{n_1}$
max. Schalterspg: $u_{smax} = U_e + (n_1/n_2) \cdot U_a = U_e (1 + t_{ein}/t_{aus})$

5.3 Eintakt-Durchflusswandler (DC/DC Wandler)

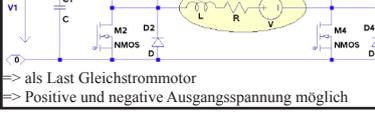


Energiespeicher in L
S geschl.: Energie an U_a
S offen: Energie in L
Dritte Wicklung als Freilaufkreis + U_{amax} = 2U_e
Spannungsbegrenzung
 $U_a = \frac{U_e t_{ein}}{T} \cdot \frac{n_2}{n_1}$ $u_{smax} = 2U_e$

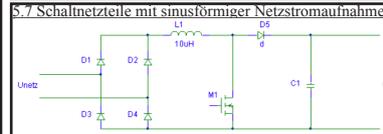
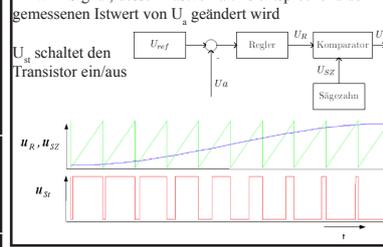
5.4 Bidirektionale Wandler



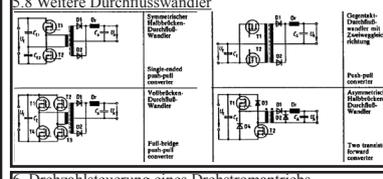
5.5 H-Bridge = 2 Bidirektionale Wandler



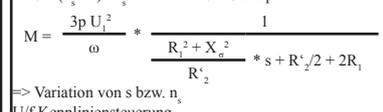
5.6 Regelung von Schaltnetzteilen



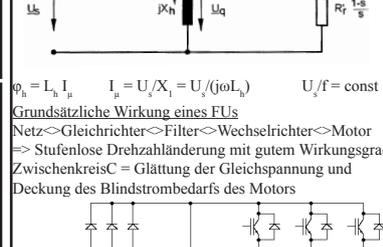
= PWM Signal, dessen Tastverhältnis entsprechend dem gemessenen Istwert von U_a geändert wird
U_a schaltet den Transistor ein/aus
Wegen Überschwüngen, SNTs mit einfacher kap. Glättung nur für kleine Leistungen.
=> Stattdessen: Brückgleichrichter + Aufwärtswandler (s.o.) + Power Factor Controller (=> Leistungsfaktor = 0,99)
Regler: (PFC-Netzteil)



5.7 Schaltnetzteile mit sinusförmiger Netzstromaufnahme



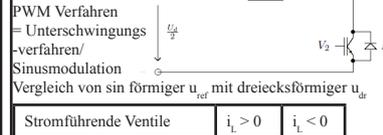
5.8 Weitere Durchflusswandler



6. Drehzahlsteuerung eines Drehstromantriebs

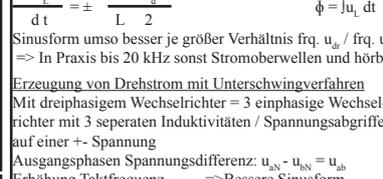
6.1 Drehzahlsteuerung eines ASM

$n = f / p$ $p = \text{Polpaarzahl}$
 $s = (n_s - n) / n_s$ $s = \text{Schlupf}$
 $M = \frac{3p U_1^2}{\omega} \cdot \frac{1}{R_1^2 + X_{\sigma 1}^2} \cdot s \cdot \frac{R_2'}{2 + 2R_1}$
=> Variation von s bzw. n_s
U/f Kennliniensteuerung



6.2 Steuerung

Erzeugung von sinusförmigen Strömen



Einphasiger Wechselrichter $i_L = 1/L \cdot \int u_L dt$
PWM Verfahren = Unterschwingungs-verfahren/
Sinusmodulation
Vergleich von sin förmiger u_{ref} mit dreiecksförmiger u_{dr}

Stromführende Ventile

$i_L > 0$	$i_L < 0$
V ₁ , V ₂ aus	V ₁ , D ₁
V ₂ , V ₃ ein	D ₂ , V ₂

Modulationsgrad = Größe von u_{im} im Vergleich zu u_{dr} (= beeinflusst Strom durch L)
 $d_i = \pm \frac{1}{2} \frac{U_a}{U_{ref}}$ $\phi = \int u_i dt$
Sinusform umso besser je größer Verhältnis frq. u_{dr} / frq. u_{ref}
=> In Praxis bis 20 kHz sonst Stromoberwellen und hörbar
Erzeugung von Drehstrom mit Unterschwingungsverfahren
Mit dreiphasigem Wechselrichter = 3 einphasige Wechselrichter mit 3 separaten Induktivitäten / Spannungsabgriffen auf einer +- Spannung
Ausgangsphasen Spannungsdifferenz: u_{aN} - u_{bN} = u_{ab}
Erhöhung Taktfrequenz => Bessere Sinusform
=> Ausgangsamplitude sinkt ab
=> Gleichmäßigere Pulse
Höhere Drehfeldfrequenz => Kürzere Pulse im PWM
Spektrum der Ausgangsspannungen:

zu 6.2 Raumzeigermodulation

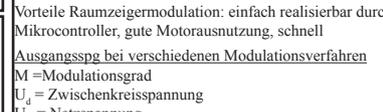
Definition der Raumzeiger
Matrizen- $\underline{U} = \begin{pmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{a,N} \\ U_{b,N} \\ U_{c,N} \end{pmatrix}$
schreibweise $\underline{U} = \begin{pmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2/3 & 1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{VV} \\ U_{VW} \end{pmatrix}$
Kompl. $\underline{U} = 2/3 \cdot (U_{UV} + a U_{VW} + a^2 U_{VU})$ mit $a = e^{j2\pi/3}$
Schaltzustände eines Umrichters in Raumzeigerdarstellung
Ausgänge des FUs werden mit positiven (+ = V_e ein) oder negativen (- = V_e aus) Zwischenkreispotential verbunden
Schaltzustand = Jeweils eine Phase

Zeiger Nr	Schaltzustand a	b	c	Ausgangsspg U _d /U _{d2}	U _d /U _{d2}
0	-	-	-	0	0
1	+	-	-	4/3	0
2	+	+	-	2/3	2/3 * √3
3	-	+	-	-2/3	2/3 * √3
4	-	+	+	-4/3	0
5	-	-	+	-2/3	-2/3 * √3
6	+	-	+	2/3	-2/3 * √3
7	+	+	+	0	0

Zeiger: α in x-Richtung, β in y-Richtung 0' bis 7° von x-Achse aus gegen den Uhrzeigersinn laufend

Modulationsverfahren

Zur. Erzeugung von RMZg \underline{u} in Zeitintervall T_{ab} so werden die jeweils benachbarten Raumzeiger \underline{u}_1 & \underline{u}_2 für t₁ bzw. t₂ eingeschaltet: $\underline{u} = a_1 \underline{u}_1 + a_2 \underline{u}_2 = t_1/T_{ab} \underline{u}_1 + t_2/T_{ab} \underline{u}_2$
 $\Rightarrow u_1 = u_2 = 2U/3$
 $t_1/T_{ab} = \sqrt{3} \cdot u/U_N \cdot \sin(60^\circ - \gamma)$
 $t_2/T_{ab} = \sqrt{3} \cdot u/U_N \cdot \sin(\gamma)$
restliche Zeit T_{ab} = Nullzeiger
 \Rightarrow Taktperiode = t₁ + t₂ (anteilig geschaltet)



Vorteile Raumzeigermodulation: einfach realisierbar durch Mikrocontroller, gute Motorausnutzung, schnell

Ausgangsspg bei verschiedenen Modulationsverfahren

M = Modulationsgrad
U_e = Zwischenkreisspannung
U_N = Netzspannung
U_{labeff} = Effektivwert der Grundschwingung zwischen den Außenleitern
U_{labeff} = Effektivwert der Grundschwingung zwischen Außenleiter und Sternpunkt
Blockbetrieb = Einstellung des RMZg für 120°
U_{labeff} = $\sqrt{6/\pi} \cdot U_d = 1,1 U_N$ (da U_d = $\sqrt{2} \cdot U_N$)
Unterschwingungsverfahren M=1
 $U_{labeff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2}$ $U_{labeff} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_d}{2} = 0,86 U_N$

Raumzeigermodulation M > 1 => höhere Spgsausbeute

$M_{max} = \hat{u}/(U_d/2) = 2/\sqrt{3} = 1,155$ $U_{labeff} = U_N$
Ausgangsspg bei Zweipunktstromregelung

- für jeden Phase wird Regelabweichung ermittelt mit Komparator => Schaltzustand werden bestimmt
- drei Regler => Schaltverhalten unvorhersehbar
- Spektrum: viel niederfrequente Anteile, bei großer Toleranzbreite auch Subharmonische und Gleichteile
- U_{labeff} = 1,1 U_N

6.3 Aufbau eines Frequenzumrichters

Diodegleichrichter: Nur Energiefluss Netz => Umrichter
Aktiver Gleichrichter: Energiefluss in beide Richtungen und weniger Oberschwingungsbelastung
Beim Diodegleichrichter zu beachten:
Hohe Einschaltströme (Vorladung der Zwischenkreiscs nötig), totaler Leistungsgrad klein, Kommutierungsdrosseln nötig (verringern Spannungseinbrüche und Oberwellen)

Zwischenkreiskondensatoren (idR Elektrolytkond.)

Aufgabe: DC des Zwischenkreises konstant halten, Blindleistungsbedarf des Motors decken
Zu beachten: Ausreichende U_e belastbarkeit, Überlagerter AC
=> Erwärmung des C durch R_{ESR} oder tan delta
 $P_{ESR} = (\tan \delta) / (\omega C)$ Verluststg: $P_e = U^2 \omega C \tan \delta$

Wechselrichter = Brückenschaltung mit Freilaufdioden

Ansteuerung so das Fluss im Motor sinusförmig
Zusätzlich: Zwischenkreisspannungsüberwachung
zu beachten: Überlastungsgefahr beim Einschalten

Schaltverlustleistung

$P = f_s W_{sw}$ mit f_s = Taktfrequenz des Umrichters
EIN Halbleiterschalter: P_c(i) = W_{on}(i)/T_s = f_s W_{on}(i)
W_s = W_{on} + W_{off} + W_r (W_r = Schaltverluste der Diode)
P_{sw} = 1/m \sum_{n=1}^m f_c W_{on}(i) (m = t₁/t_{dr}, f_{dr} = Drehfeldfrequenz; f_c = Trägerfrequenz)
 $W_s(t) = W_{sw} \cdot \frac{U_{DC}}{U_{ref}} \cdot \frac{i}{i_{ref}}$
 $W_r(t) = W_{sw} \cdot \frac{U_{DC}}{U_{ref}} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \hat{i} \sin(\omega_p t)$ sinförm I_{Ausgang}
Mittlere P_v in einer Periode des Ausgangstroms
 $P_s = W_{sw} \cdot \frac{U_{DC}}{U_{ref}} \cdot \frac{I_{ref}}{\pi}$
Gesamte Schaltverluste des Wechselrichters: P_{swr} = 6 * P_s
Anforderungen an Schaltfrequenz:
- Verluste im Motor, Geräusche (besser f hoch)
- Schaltverluste im WR, EMV (besser f klein)

Durchlassverlustleistung

MOSFET: P_d = R_{Dson} * I_{rms}²
IGBTs & Dioden: P_d = U_{1,AVG} * I_{rms}
Aufteilung des Ausgangsstrom abhängig von f_c, Modverfahren, Modulationsgrad, cos phi des Motors (k.A. cos phi = 0,8)



zu 6.3 Durchlassverluste bei Sinusmodulation

Tastverhältnis mit Winkel theta: d(theta) = 0,5(1+M sin(theta))
Phasenverschiebung I zu U um phi
=> I = I_hat sin(theta) $d_{tr} = 0,5(1 + M \sin(\theta + \phi))$
Diode: d₀ = 0,5(1 - M sin(theta + phi))

I_{1,AVG} = $\hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M \cos(\phi)}{8} \right)$ Mittelwert
I_{1,RMS} = $\hat{I} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M \cos(\phi)}{3\pi}}$ Transistorstrom

I_{1,TRMS} = $\hat{I} \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{M \cos(\phi)}{3\pi}}$ Effektivwert
Transistorstrom

I_{D,AVG} = $\hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M \cos(\phi)}{8} \right)$ Mittelwert
Diodenstrom

I_{D,RMS} = $\hat{I} \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{M \cos(\phi)}{3\pi}}$ Effektivwert
Diodenstrom

Gesamte Durchlassverluste: P_{vgs} = 6 (P_s + P_{dtr} + P_{db})
bei ausreichender Kühlung

zu 6.3 Einfluss von Streuinduktivitäten

=> Spannungsspitzen beim Schalten => Reduktion durch kleine Abmessung der Leiterschleifen oder Entlastungsnetzwerk.
Bremsschopper
= Abhilfe gegen Anstieg der Zwischenkreisspannung beim Abbremsen eines Motors mit Diodengleichrichter
=> Parallel zum Zwischenkreis C schalten
=> Motor geht in Generatorbetrieb
=> Widerstand je nach Leistung
=> Bei kleiner Leistung nicht nötig

du/dt Belastung von Wicklungsisolationen

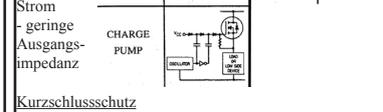
Hohe Schaltgeschwindigkeiten bis 10kV/us
=> geringe Verlustleistung aber hohe EMV Strahlung und Belastung der Wicklungsisolationen des Motors
=> Wanderwellen, Reflexionen, Überspannungen möglich

6.4 Schaltungstechnik

Zu beachten: Vorschriften (EMV Gesetz, VDE, Normen), Kosten (Herstellung, Wartung, Zuverlässigkeit)

Treiberschaltungen

Aufgabe: U&I für Ansteuerung von Leistungshalbleitern, Potentialtrennung zwischen high-&low-side



Kurzschlusschutz

=> keine Sicherung möglich => Einbau in die Treiberschaltung, spezifiziert als (SOA bzw. RBSOA)

Sicherheitszeiten

Beide Wechselrichtertransistoren dürfen nie gleichzeitig eingeschaltet sein => Sicherheitszeiten einbauen, da Tr. nicht sofort ausschalten => Verluste im Pulsmuster => zusätzliche Oberschwingungen ggf. Probleme bei kleinen n
Leiterbahnbreiten, Kriech- und Luftstrecken

Fläche der Leiterplatte bestimmt durch Leiterbahnbreitenbedarf und Isolation der Stromkreise gegeneinander

=> Abstimme abhängig von Umweltafängen und Vorschrift
=> Bestimmung im Diagramm in Abhängigkeit der Stromstärke und Temperatur Punkt auswählen dann senkrecht bis zum Schnittpunkt mit Materialeigenschaften

7. EMV

7.1 Störstrahlung

Gegenmaßnahme: Abschirmungsgehäuse, d.h. alle Gehäuse-seite leitfähig verbinden und leitfähige Dichtungen

7.2 Leitungsgebundene Störungen

Gegenmaßnahme: Ein- bzw. Ausgangsfilter
7.3 EMV innerhalb von Geräten

Kapazitive Kopplungen: zusätzlicher Strom I_{cs} = C dU_e/dt

zusätzliche Spannung: U_{MS} = M * (d_{1,dr}/dt) * (R_s/(R_s+R_r))
M = Gegeninduktivität mit M = phi_M/i_{st}
Schnelles schalten hoher I => kleines L auch problematisch
Gegenmaßnahme: kompakter Aufbau, kleine Fläche

Masseverbindungen

= Probleme durch gemeinsam geschaltete Masseleitungen
Gegenmaß: Massentrennung für Laststrom- und Signalleitung

7.4 Netzrückwirkungen

Spannungseinbrüche
bei Kommutierung Netzschluss über leitende Ventile
=> Spannungsteiler über Leistungsinduktivitäten
=> Gegenspannung z.B. U_{1,UV} = 0,5*(u₁ + u₂)
Stromoberwellen bei Gleichrichterschaltungen
Harmonische: v = k p +/- 1 p = Pulszahl k = 1,2,3 ...
Im Drehstromsystem: keine durch 3 teilbaren Oberwellen
Bei idealer geglätteten Gleichstromen:
Effektivwert der Oberschwingungsströme I₁/I₁ = 1/v
Grundschwingungsgehalt: g = I₁/I = S₁/S
Klirrfaktor k = $\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I} = \frac{D}{S}$
Leistungsfaktor: lambda = P/S = g cos(phi)