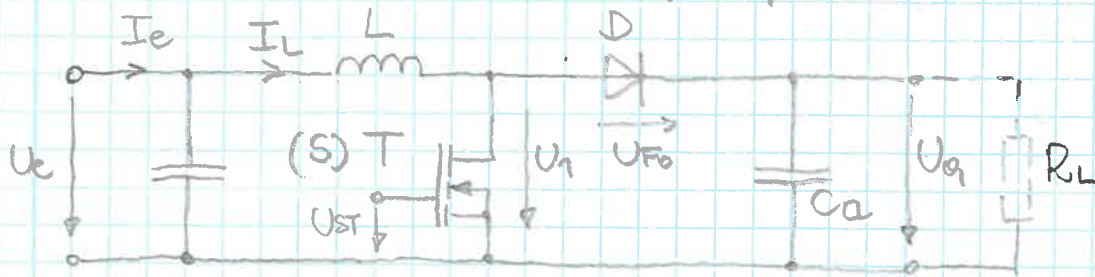
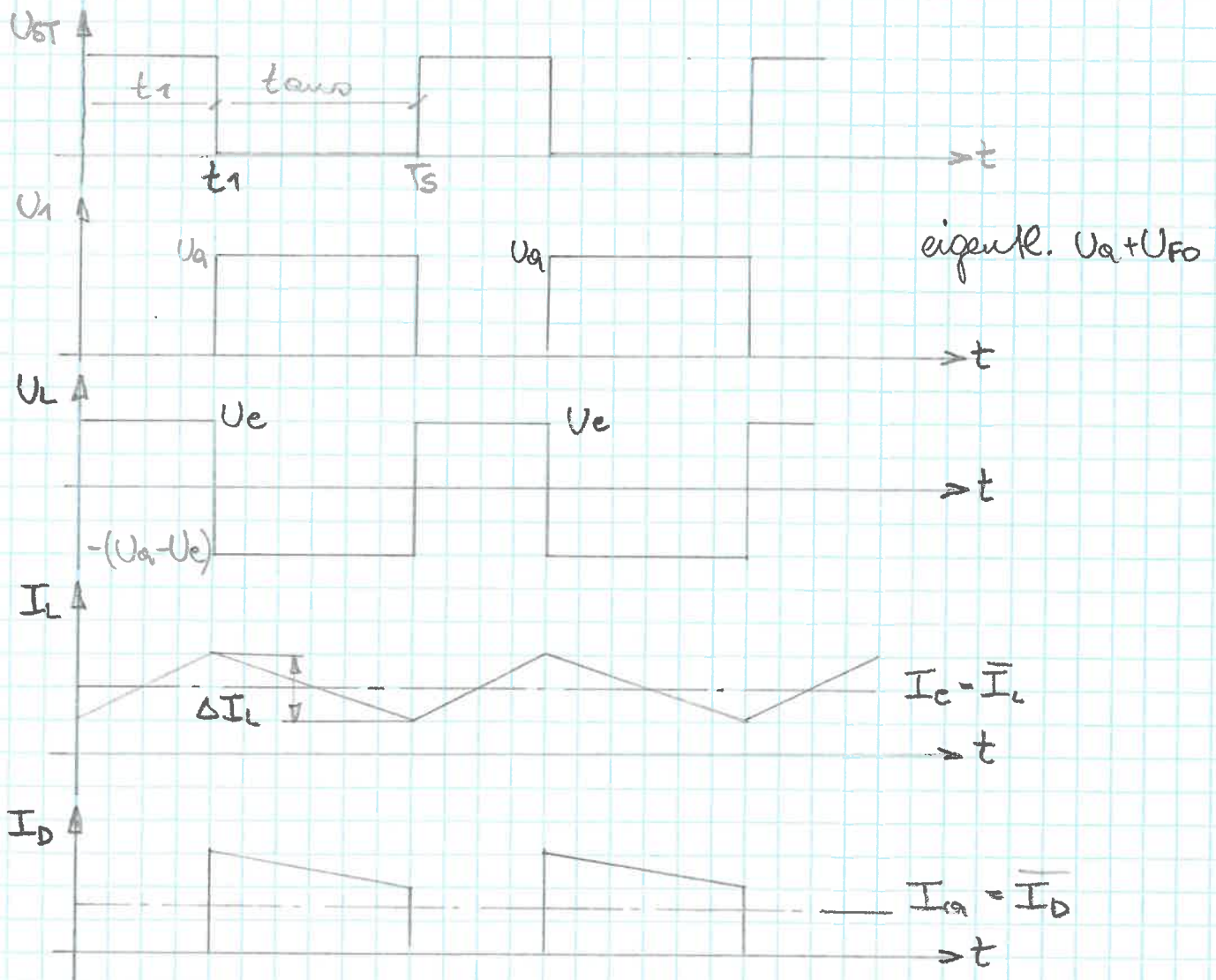


2. BOOST - Converter, aufwärts wandler (Hochsetzsteller, step-up converter)



Während der Einschaltphase des Transistors (T) fällt die Eingangsspannung U_e an der Induktivität L ab.

Schaltet der Transistor ab, so fließt der Strom I_L über die Diode weiter und lädt den Kondensator C_a .



$0 < t < t_1$: S geschlossen

Bei geschlossenem Schalter $S, (T)$ liegt U_e über L an und treibt I_L durch die Spule. Dabei speichert die Spule Energie. Die Diode sperrt in dieser Zeit. Der Kondensator C_a liefert den Strom für den Verbraucher.

$t_1 < t < T_s$: S geöffnet, T sperrt

Nach dem Öffnen von S bleibt die Spule aufgrund der in ihr gespeicherten Energie den Strom I_L durch die jetzt in Durchlaßrichtung liegende Diode. Ein Teil der in der Spule gespeicherten Energie wird in dieser Sphäre auf den Kondensator übertragen.

\Rightarrow Sperrwandler, da die Spule dem Kondensator nur in dieser Phase Strom liefert.

Herleitung der Dimensionierung

Die Grundannahme der Herleitung ist wie beim Abwärtswandler ein kontinuierlicher Betrieb, d.h. I_L wird zwischenzeitlich nicht Null.

$0 < t < t_1$: S geschlossen $U_L = U_e$

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_1} U_e dt = \frac{1}{L} U_e \cdot t_1 \quad (1)$$

$t_1 < t < T_s$: S geöffnet $U_L = U_e - U_a - U_{Fo}$

$$\Delta I_L = -\frac{1}{L} \int_{t_1}^{T_s} (U_e - U_a - U_{Fo}) dt = \frac{1}{L} (U_a + U_{Fo} - U_e)(T_s - t_1) \quad (2)$$

Interpretation des Ergebnisses:

$$U_a \approx U_c \frac{T_s}{T_s - t_n}$$

$$DC = \frac{t_n}{T_s}$$

$$U_a \approx U_c \frac{1}{1 - DC}$$

- Die Ausgangsspannung ist größer als die Eingangsspannung
- U_a ist im kontinuierlichen Betrieb nur vom Lastverhältnis und von U_c abhängig.
- nicht kurzschlussfest da kein abschaltbares Bauelement im Kurzschlussweg
- im nicht geregelten Betrieb, d.h. U-Steuerung mit festem Lastverhältnis auch nicht Lastlaufest.

Mit jedem Teil wird Ladung von L nach C gepumpt. Im LL steigt U_a bis Bauelemente durchbrennen werden.

Gleichsetzen von (1) und (2)

$$\frac{1}{L} \int_0^{t_1} U_e dt = \frac{1}{L} \int_{t_1}^{T_s} (U_a + U_{Fo} - U_e) dt$$

$$U_e \cdot t_1 = (U_a + U_{Fo} - U_e) (T_s - t_1)$$

$$U_e \cdot t_1 = U_a (T_s - t_1) + U_{Fo} (T_s - t_1) - U_e (T_s - t_1)$$

$$U_e t_1 + U_e T_s - U_e t_1 = U_a (T_s - t_1) + U_{Fo} (T_s - t_1)$$

$$U_a (T_s - t_1) = U_e T_s - U_{Fo} (T_s - t_1)$$

$$U_a = \frac{U_e T_s - U_{Fo} (T_s - t_1)}{T_s - t_1} = U_e \frac{T_s}{t_{aus}} - U_{Fo}$$

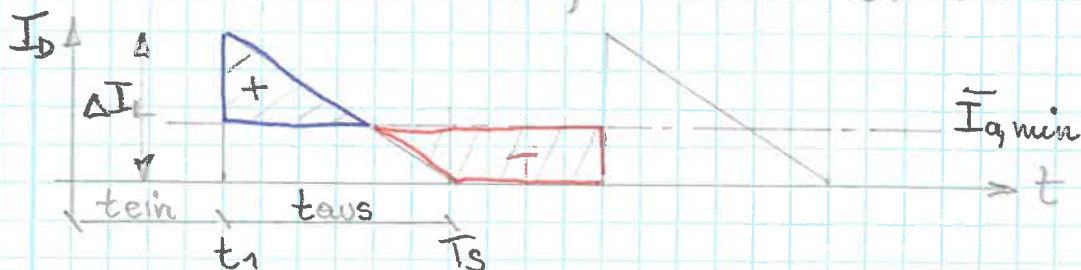
$$U_a \approx U_e \frac{T_s}{t_{aus}} \quad \text{mit } T_s > t_{aus}$$

$$DC = \frac{t_1}{T_s}$$

$$U_a \approx U_e \frac{T_s}{T_s - t_1} = U_e \frac{1}{1 - DC}$$

→ Interpretation d. Ergebnisses...

Mindestlaststrom, Mindestinduktivität



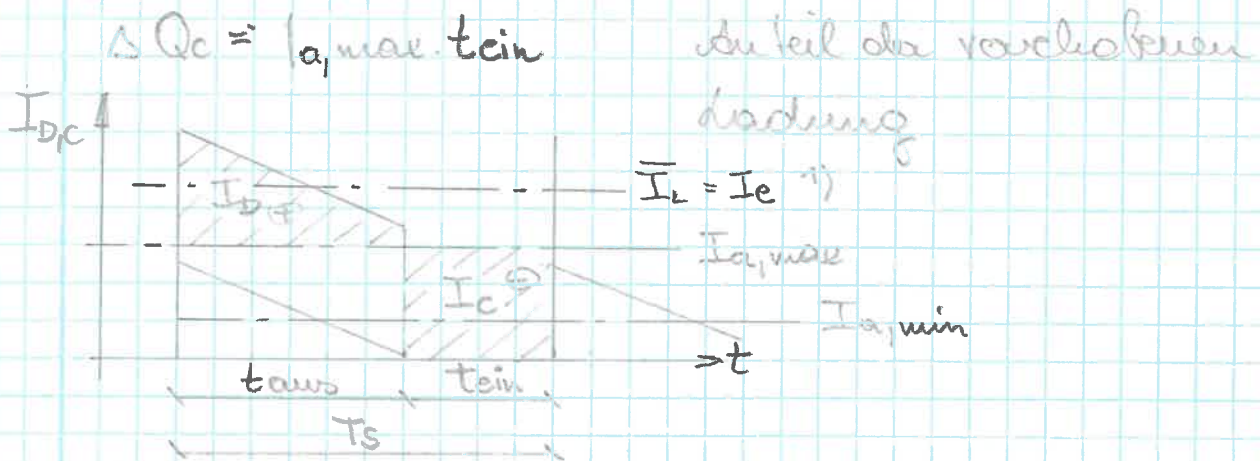
Der Drosselstrom darf nicht zu Null werden

- Diodenstrom wie in Bild oben
- Aufteilung des Diodenstroms auf eine Periode
- Mittelwert von I_D entspricht I_a
- schraffierte Flächen stellen die verbleibende Lückung im Schaltungsband dar.

$$\begin{aligned}
 I_{a, \min} &= \frac{1}{T_s} \left(\frac{\Delta I_L \cdot t_{\text{aus}}}{2} \right) \quad \text{wg } \Delta I_L \text{ in neg. Richtung} \\
 &= \frac{1}{T_s} \frac{t_{\text{aus}}^2}{2} \frac{1}{L} (-1) (U_c - U_a) \\
 &= \frac{1}{T_s} \frac{1}{2L} \cdot \left(\frac{U_c}{U_a} \right)^2 \cdot T_s^2 (U_a - U_c) \\
 &= \frac{(U_a - U_c)}{2L} \left(\frac{U_c}{U_a} \right)^2 T_s
 \end{aligned}$$

$$L_{\min} = \frac{(U_a - U_c)}{2 I_{a, \min}} \left(\frac{U_c}{U_a} \right)^2 \frac{1}{T_s} \quad \dots \text{siehe AN 980 von Microchip}$$

Mindest glättungskondensator



$$\Delta U_c = \Delta U_a = \frac{\Delta Q_c}{C_L}$$

$$C_{\min} = \frac{\Delta Q_c}{\Delta U_c} = \frac{I_{a, \max} \cdot t_{\text{ein}}}{\Delta U_a}$$

Wird statt t_{ein} , die Periodendauer T_s eingesetzt, erreicht man in der Praxis eine bewährte Überdimensionierung.

- ¹⁾ Der Mittelwert von I_L ist größer als I_a , da C_a nur während der Durchschaltphase nachgeladen wird.

