

2 Leistungselektronische Schaltungen

Inhalte

2. Leistungselektronische Schaltungen

- 2.1 Schaltertechniken für hohe Effizien?
- 2.2 Halbleiterschalter
 - 2.1.1 Transistoren als Schalter
 - 2.1.2 Dioden als Schalter
 - 2.1.3 MOSFET im Diode Emulation Mode (DEM)
 - 2.1.3 MOSFET als Verpolschutz (engl.: Reverse Polarity Protection)
 - 2.1.2 Reale Schalter
- 2.3 Schaltmodule
 - 2.3.1 Halbbrücke
 - 2.3.1.1 Halbbrücke mit komplementären MOSFETs
 - 2.3.1.1 Halbbrücke mit zwei N-MOSFETs und Ladungspumpe
 - 2.3.2 Voll- oder H-Brücke
 - 2.3.3 Dreifach-Halbbrücke
 - 2.3.4 Hochspannungs-Schaltmodule
- 2.4 Gleichspannungs-Wandler
 - 2.4.1 Tiefsetzsteller Wärmeumwandlung (LDO)
 - 2.4.2 Energieerhaltende Gleichspannungswandler (DC/DC Converter)
 - 2.4.2.1 Tiefsetzsteller mit ausgeglichener Leistungsbilanz: $P_{in} \approx P_{out}$
 - 2.4.2.2 Hochsetzsteller bzw. Aufwärtswandler (engl.: Step-Up, Boost Converter)
 - 2.4.2.3 Kombiniertes Aufwärts- / Abwärts-Wandler
 - 2.4.2.4 DC/DC – Inverter (z.B. TPS63700)
 - 2.4.2.5 Schaltung mit Transformator
- 2.5 Referenzen

“Power MOSFETs have replaced bipolar transistors in many applications in the power switching domain because they provide much higher switching speeds, low drive requirements, high input impedance, and improved safe operating area. In addition, the drive circuits are usually simpler than those using bipolar transistors.” [ETCI]

2.1 Schaltertechniken für hohe Effizienz

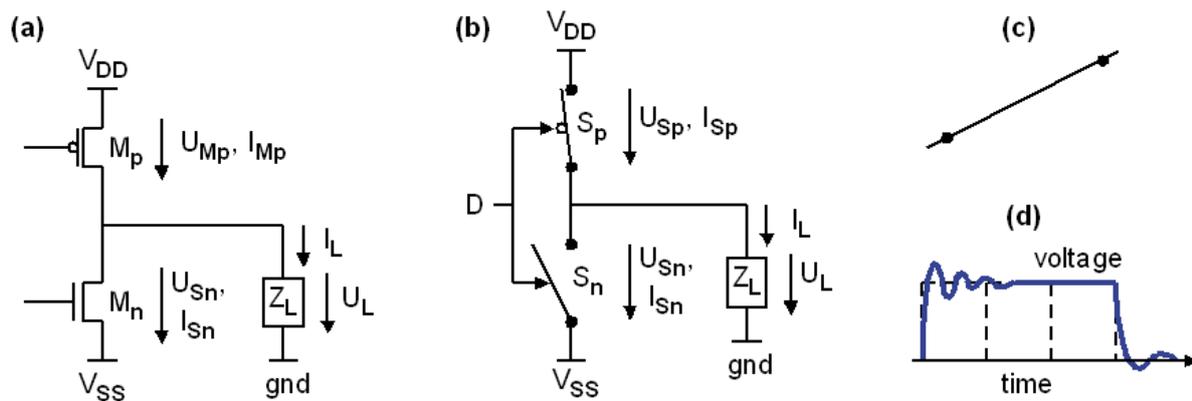


Bild 2.1: (a) MOSFETs in Halbbrücken-Konfiguration, (b) Halbbrücke mit idealerweise 100% Effizienz, (c) Linearitätsstudie: Ein 2-Level-DAC ist immer unendlich linear, (d) Linearitätsfehler durch Signalintegritätsprobleme.

Puls mit Modulation (PWM) funktioniert sehr ähnlich wie gleichgewichtete Summation, aber die gleichgewichteten Anteile erscheinen nicht gleichzeitig, sondern zeitlich sequentiell, d. h. eines nach dem anderen, wie in Abb. 2.1(a) dargestellt. Die Information wird im Mittelwert übertragen, was einen Tiefpass als Demodulator erforderlich macht. Dieser kann unter anderem ein elektrischer Tiefpass, die Masse eines Fahrzeugs (z. B. Pkw, Lkw, Zug) oder die Wärmekapazität eines Raums sein.

Bildteil (a) zeigt eine Halbbrücke aus 2 Leistungs-MOSFETs. Nehmen wir an, dass sie nicht schaltend betrieben wird (also eine beliebige Ausgangsspannung liefert) und dass der Strom durch den MOSFET M_p komplett durch die Last fließt, d.h. $I_{Mp} = I_L$, dann ist die Effizienz $U_L / (U_L + U_{Mp})$, was deutlich weniger als 50% sein kann. Die Leistung, welche die Power-FET M_p heizt ist $P_{Mp,loss} = U_{Mp} \cdot I_{Mp}$.

Bildteil (b) veranschaulicht eine Schaltungswandlungstechnik, die Leistungseffizienzen von theoretisch 100 % erreichen kann. (Praktisch >90 % ist gut für Anwendungen mit geringer Leistung/Niederspannung.) Der Heizleistung die Schalte # erwärmt ($\# = p, n$) ist

$$P_{S\#,loss} = U_{S\#} \cdot I_{S\#} \quad (2.1.1)$$

wobei $U_{S\#}$ die Spannung am und $I_{S\#}$ der Strom durch den Schalter # ist. Bildteil (b) zeigt zwei Schalter in den Positionen

$$\begin{aligned} \text{Schalter } S_p \text{ leitend:} & \quad P_{Sp,loss} = U_{Sp} \cdot I_{Sp} = 0V \cdot I_{Sp} = 0W \\ \text{Schalter } S_n \text{ offen:} & \quad P_{Sn,loss} = U_{Sn} \cdot I_{Sn} = U_{Sn} \cdot 0A = 0W \end{aligned}$$

In beiden Situationen verbrauchen die Schalter keine Leistung. $I_S = 0A$ ist meistens eine recht gute Näherung für den OFF-Zustand (Ausnahme: Tailstrom bei IGBTs), im Beispiel realisiert durch S_n . Allerdings hängt U_S bei $I_S \gg 0A$ vom ON Widerstand R_{ONp} ab, wodurch $U_{Sp} = R_{ONp} \cdot I_{Sp}$ und $P_{Sp,loss} = U_{Sp} \cdot I_{Sp} = R_{ONp} \cdot I_{Sp}^2$. Folglich sind geringe ON Widerstände $R_{ON\#}$ der Leistungsschalter wichtig für eine hohe Effizienz.

Der Preis für eine hohe Effizienz ist ein hinreichend schnell gepulstes Signal, das durch einen Tiefpass gemittelt (demoduliert) werden muss. Das kann zum Beispiel die Masse eines LKW, Autos oder Zuges etc. sein. Wenn ein LC-Tiefpass als Demodulator verwendet werden könnte, dann wäre er einerseits verlustfrei, würde andererseits aber auch schwingen. Durch parasitäre Widerstände, die möglichst klein gehalten werden müssen, wird es sich praktisch zwangsläufig um einen RLC-Tiefpass handeln.

Bildteil (c) veranschaulicht, dass solche Zweipunktschalter sehr genau sein können, theoretisch unendlich linear, da eine Linie durch 2 Punkte immer unendlich linear ist.

Bildteil (d) zeigt, wie die Linearität in der Realität u.a. durch Probleme der Signalintegrität (SI) begrenzt ist.

2.2 Halbleiterschalter

2.2.1 Transistoren als Schalter

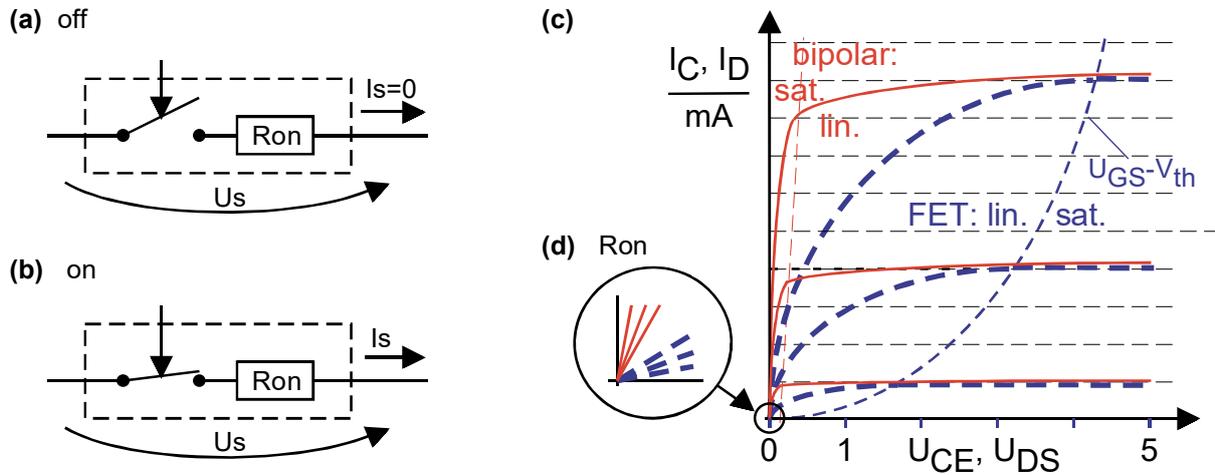


Bild 2.2.1: (a) Offener Schalter: $I_s=0$, (b) geschlossener Schalter: U_s klein, (c) Ausgangsstrom / Ausgangsspannung für bipolare und Feldeffekt-Transistoren.

Schaltleistung eines Schalters: Maximale übertragbare Leistung: $P_s = U_{s,max(off)} * I_{s,max(on)}$

Verlustleistung des Schalters (erwärmt ihn): $P_{v,off} = U_{s,off} * I_{s,off} \sim U_{s,off} * 0 = 0$

$$P_{v,on} = U_{s,on} * I_{s,on} = R_{s,on} * (I_{s,on})^2$$

Idealer Zweipunktschalter: $U_{s,on}=0, I_{s,off}=0 \Rightarrow$ Schalter erwärmt sich nicht: $P_{v,on}=P_{v,off}=0 \Rightarrow$ 100% Leistungsübertragung von der Quelle an den Verbraucher.

Elektr. gute Lösung: mechanisches Relais. Nachteile: langsam, bewegte Teile inkl. Verschleiß

$$G_{on} = 1/R_{on} = G_{CE}(U_{CE}=0) = \Delta I_{CE} / \Delta U_{CE} \quad @ \quad U_{CE}=0V$$

Tabelle 2.2.1 Vergleich der Eigenschaften von FET und BJT als Schalter

Vorteile als Schalter	Nachteile als Schalter
+ hoher Strom auf kleiner aktiver Fläche	- keine leistungslose Steuerung (Basisstrom)
Vorteile als Leistungs-Schalter	Nachteile als Leistungs-Schalter
+ physikalisch relativ klein für große Ströme + R_{on} klein	- neigt zum Durchbrennen in „Hot Spots“
Vorteile als Schalter in der Mikroelektronik	Nachteile als Schalter in der Mikroelektronik
+ Guter Leistungstreiber (z.B. Taktpuffer oder Pad-Treiber)	- physikalisch rel. groß in der Mikroelektronik - Schalter leckt (wegen Basisstrom): $I_C \neq I_E$ - Schaltverzögerung bei übersättigter Basis - arbeitet nicht gut bidirektional

Beispiele:

SiC-MOSFET, 1200V, Infineon [IMBG120R]

SiC MOSFET 1200V, Thshiba []

GaN FET: LMG3522R030, 650V [LMG3522]

2.2.2 Dioden als Schalter

Ein Schalter, der Stromfluss nur in einer Richtung fließen darf, kann als Diode realisiert werden. Nachteil einer Diode ist die Flussspannung, die bei hohen Strömen erhebliche Leistungen verbrauchen kann.

2.2.3 MOSFET im Diode Emulation Mode (DEM)

Betrieibt man einen MOSFET so, dass er Ströme nur in eine Richtung durchlässt, bezeichnet man dies als Diode Emulation Mode (DEM).

2.2.4 MOSFET als Verpolschutz (engl. Reverse Polarity Protection)

Im Prinzip entspricht dies dem P-MOSFET eine CMOS-Inverters, zu finden z.B. in [BLDC].

2.3 Schaltmodule

2.3.1 Halbbrücke

2.3.1.1 Halbbrücke mit komplementären MOSFETs

Beispiele:

SiC N- und P-Kanal MOSFETs, 40V, 50A, 6,3/6,5m Ω : IFX007T [IFX007T]

GaN N-Kanaln_MOSFETs, 80V, 10A, 15m Ω : LMG5200 [LMG520]

GaN N-Kanal JFETs, 650V, 4A, 170/248m Ω : LMG2610 [LMG2610]

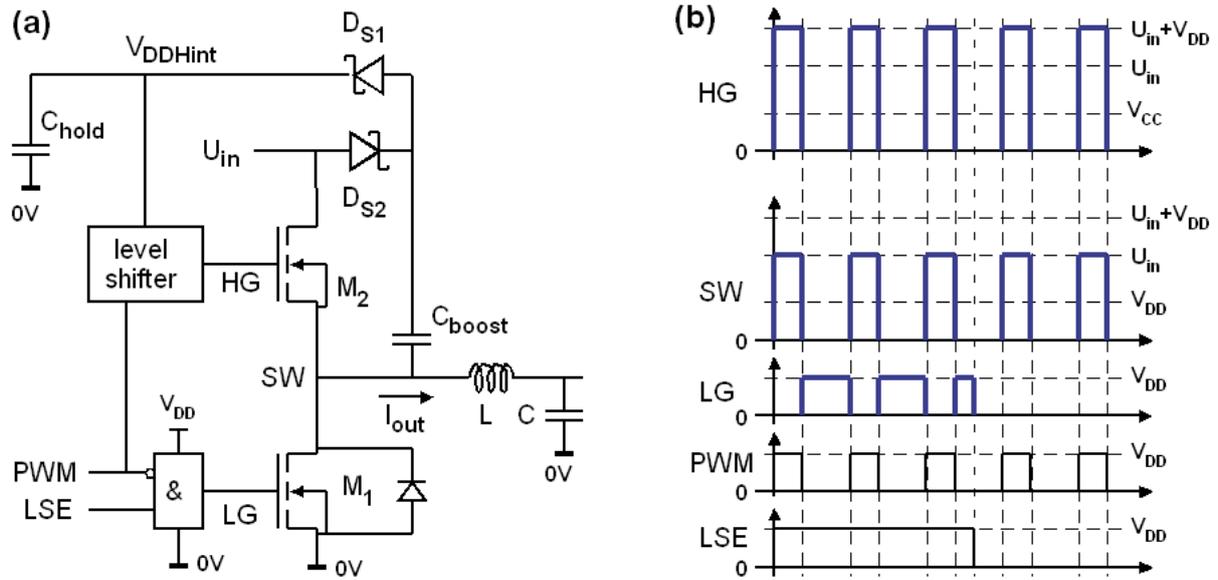


Fig. 2.3.1.2-sol: Halbbrücke als PWM-Leistungsstufe, (a) Schaltplan, (b) Signalverläufe

2.3.2 Voll- oder H-Brücke

2.3.3 Dreifach-Halbbrücke

Beispiel: Motortreiber [BLDC].

2.3.4 Hochspannungs-Schaltmodule

Beispiele:

MG800FXF2YMS3(3300 V/800 A 2in1), Thoshiba, [MG800FXF]

2.4 Gleichspannungs-Wandler

2.4.1 Tiefsetzsteller mit Wärmeumwandlung (LDO)

Diesen Typ bezeichnet man in der Fachsprache als *LDO* für *Low-Drop-Off* Regulator

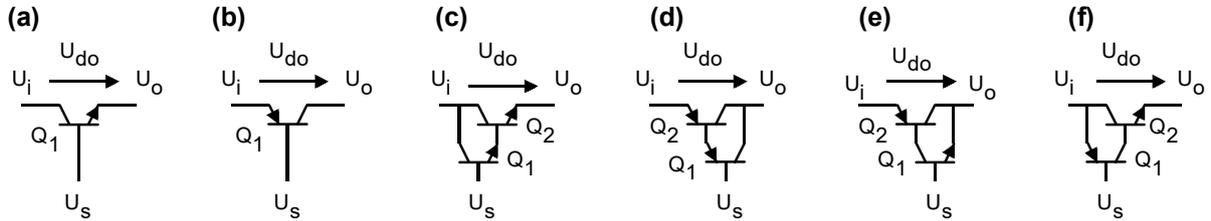


Bild 2.4.1: Bipolare Leistungsschalter eines Reglers für konstante Ausgangsspannung U_o .

Übung 1: Benennen sie die 6 Leistungsschalter in den oben dargestellten Bildteilen (a)-(f).

- (a) (b)
 (c) (d)
 (e) (f)

Übung 2: Wie groß in Volt ist U_{do} mindestens für $U_{CE,sat}=0,3V$, $U_{BE}=0,7V$, $U_{is}=U_i-U_s \geq 0,3V$?

- (a) (b)
 (c) (d)
 (e) (f)

Lösungen zu Übung 1:

- (a) npn Bipolartransistor (b) pnp Bipolartransistor
 (c) npn Darlington-Transistor (d) pnp Darlington-Transistor
 (e) npn Pseudodarlington-Transistor (f) pnp Pseudodarlington-Transistor

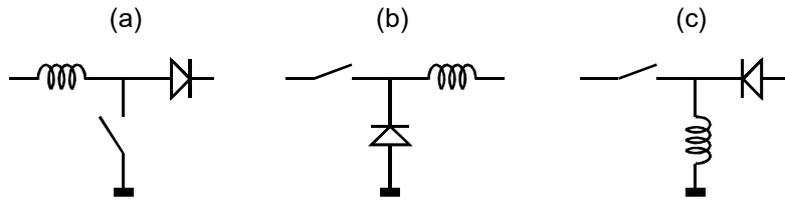
Lösungen zu Übung 2:

- (a) $U_{do,min} = U_{is} + U_{BE1} \geq 0,3V + 0,7V = 1V$ (b) $U_{do,min} = U_{CE,sat1} = 0,3V$
 (c) $U_{do,min} = U_{is} + U_{BE1} + U_{BE2} = 0,3V + 0,7V + 0,7V = 1,7V$ (d) $U_{do,min} = U_{BE2} + U_{CE,sat1} \geq 0,7V + 0,3V = 1V$
 (e) $U_{do,min} = U_{is} + U_{BE1} = 0,3V + 0,7V = 1V$ (f) $U_{do,min} = U_{CE,sat1} + U_{BE2} = 0,3V + 0,7V = 1V$

2.4.2 Energieerhaltende Gleichspannungswandler (DC/DC Converter)

Bild 2.4.2(a-c):

DC/DC-Wandler-Prinzipien:
 (a) Aufwärts-W. (Boost-Conv.)
 (b) Abwärts-W. (Buck-Conv.)
 (c) Spannungsumkehrer



LED-Strom/A	$U_{F,min} / V$	$U_{F,typ} / V$	$U_{F,max} / V$
0,2	2,68	3,27	3,77
0,35	2,79	3,42	3,99
0,7	3,05	3,76	4,47
1	3,16	3,95	4,88

High-Current-LED, white

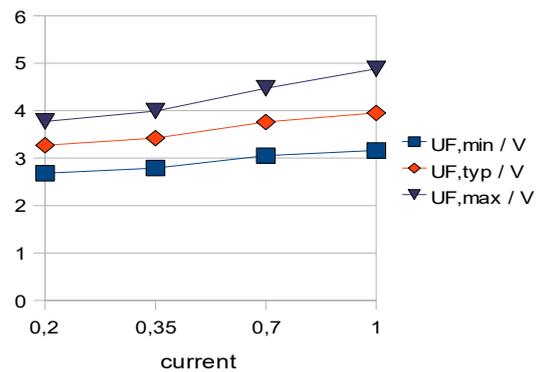
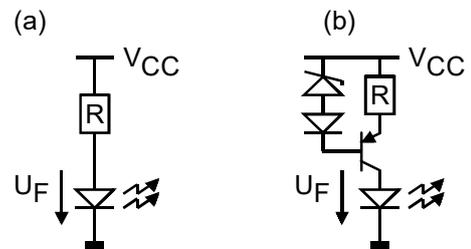


Bild 2.4.2(d): Vorwärtsspannungen einer weißen Hochstrom-LED für automotive Anwendungen aus [4].

DC/DC-Wandler mit Induktivitäten berechnet man für die Annahme eines im Mittel konstanten Laststromes. Hierfür sind Licht emittierende Dioden (LEDs) ein gutes Beispiel, da ihre Helligkeit stromgesteuert ist.

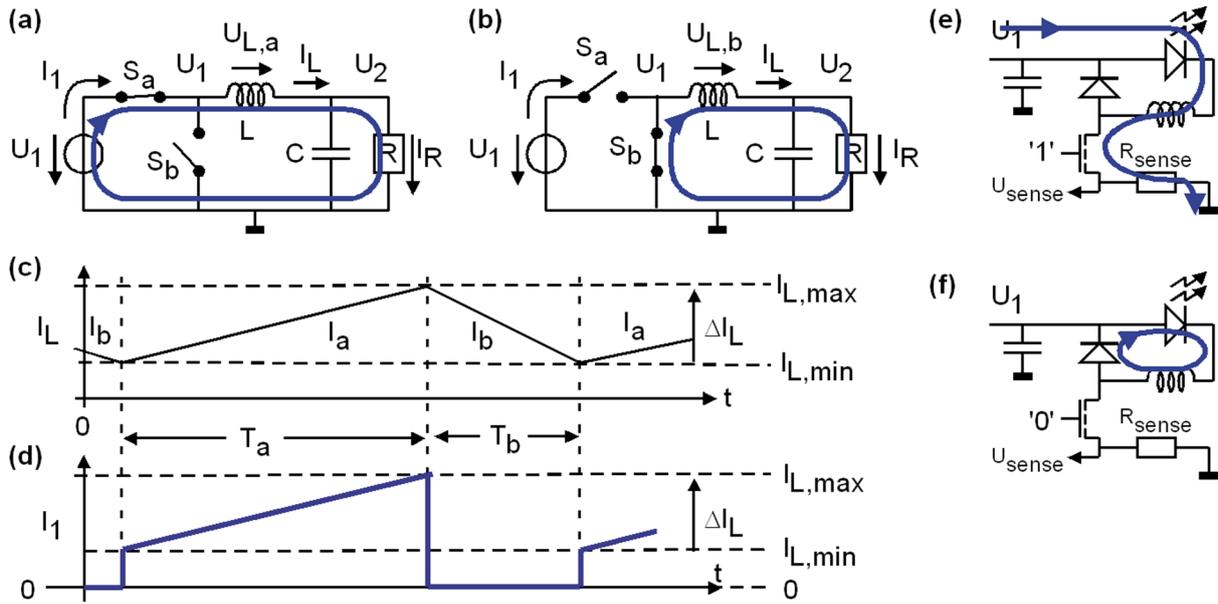
Bild 2.4.2(e) zeigt typische LED-Schaltungen. Der Widerstand als Stromquelle in Bildteil (a) ist anfällig für schwankende Versorgungsspannungen. Die Stromquelle in Bildteil (b) ist hochohmiger aber genauso ineffizient.



Beispiel: $V_{CC}=12V$, $U_F=3V$. Die Leistungsaufnahme des Widerstands (links) oder Stromregulators (rechts) ist mit $(V_{CC}-U_F) \cdot I_D = 9V \cdot I_D$ drei mal höher höher als $U_F \cdot I_D = 3V \cdot I_D$, die Leistungsaufnahme der Leuchtdiode:

Bild 2.4.2(e): LED-Schaltungen

2.4.2.1 Tiefsetzsteller mit ausgeglichener Leistungsbilanz: $P_{in} \approx P_{out}$



(g) Schaltrauschen verursacht durch hohe dI/dt

DC/DC-Konverter.

Betriebsart *synchron*, da Schalter S_b anstelle Diode.

Schalter S_a ist im periodischen Wechsel jeweils

- (a) für die Zeitspanne T_a ideal leitend und
 - (b) für die Zeitspanne T_b eine Unterbrechung.
- S_b arbeitet gegensinnig zu S_a . Duty-Cycle:
 $D = T_a / (T_a + T_b)$.

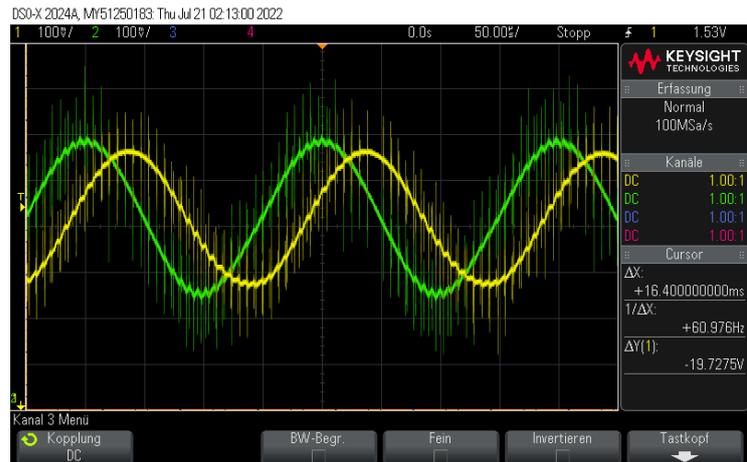


Bild 2.4.2.1(a-g)

Wandlertypen, die Energie in einer Induktivität zwischenspeichern und mit einem anderen Verhältnis von Spannung und Strom wieder abgeben haben einen theoretischen Wirkungsgrad von 100%. In der Praxis werden 90% gut erreicht, 94...96% sind schwierig.

Das Bild oben zeigt einen DC/DC-Abwärtswandler. Die Betriebsart ist synchron, da ein

- (a) In Bildteil (a) wird die Induktivität L geladen. Es ist zu beachten, dass die Ladezeit begrenzt werden muss, weil der Strom sonst – rein theoretisch für konstante U_1, U_2 – ins unendliche wächst.
- (b) In Bildteil (b) entlädt Induktivität L ihre Energie an den Sekundärkreis.
- (c) Bildteil (c) illustriert den Strom durch die Induktivität L, er muss stetig sein.

- (d) Bildteil (d) zeigt den Strom durch die Spannungsquelle U_1 . Er weist problematische Stromsprünge auf. Zuleitungen im Auto dürfen nicht mit derart hohen Frequenzen belastet werden. Zudem erzeugen die steilen Stromflanken Schaltrauschen.
- (e) In Bildteil (e) wird ebenfalls die Induktivität L geladen, und
- (f) in Bildteil (f) über die LEDs entladen.

Der DC-Strom durch die Induktivität L kann sehr hoch werden. Alle von diesem Strom durchflossenen Leiterbahnen müssen darauf ausgelegt sein. Der mittlere Strom beträgt

$$I_{L,mitt} = \frac{1}{2} (I_{L,max} + I_{L,min})$$

Die Spannung $U_{L,b}$ entlädt die Induktivität L während des Intervalls T_b :

$$U_{L,b} = U_L(T_a < t \leq T_b) = 0 - U_2 = -U_2$$

Die Induktivität L gibt an den Sekundärkreis die mittlere Leistung $P_{2,mitt}$ ab:

$$P_{2,mitt} = U_2 \cdot I_{L,mitt}$$

Die Energie in der Induktivität L wird mit der Spannung $U_{L,a}$ geladen:

$$U_{L,a} = U_L(0 < t \leq T_a) = U_1 - U_2$$

Die Spannungsquelle U_1 liefert dabei den mittleren Strom

$$I_{1,mitt} = I_{L,mitt} \cdot D$$

Die Multiplikation mit Duty Cycle D resultiert aus der Tatsache, dass dieser Strom nur während $T_{ON} = D \cdot T$ abgegeben wird. Die Quelle U_1 liefert die mittlere Leistung

$$P_{1,mitt} = U_1 \cdot I_{1,mitt} = U_1 \cdot I_{L,mitt} \cdot D$$

Das Verhältnis U_2/U_1 als Funktion des Duty-Cycles:

$$\dot{I}_a = \left. \frac{dI_L}{dt} \right|_{0 < t < T_a} = (U_1 - U_2) / L, \quad \dot{I}_b = \left. \frac{dI_L}{dt} \right|_{T_a < t < T_b} = (-U_2) / L$$

Wenn der Strom im eingeschwungenen Zustand periodisch schwankt, dann gilt $T_a \dot{I}_a + T_b \dot{I}_b = 0$. Folglich ist $0 = T_a \dot{I}_a + T_b \dot{I}_b = T_a (U_1 - U_2) / L + T_b (-U_2) / L = 0 \Rightarrow 0 = T_a (U_1 - U_2) - T_b U_2 \Rightarrow T_a U_1 - (T_a + T_b) U_2 = 0 \Rightarrow$

$$U_2 = U_1 \cdot T_a / (T_a + T_b) = U_1 \cdot D$$

Die Wirkleistung $P_{L,mitt} = P_{1,mitt} - P_{2,mitt}$, welche die Induktivität L erwärmt ist somit 0, da Blindleistung nicht in Wärme umgesetzt sondern gespeichert und wieder abgegeben wird:

$$P_{L,mitt} = U_1 \cdot D \cdot I_{L,mitt} - U_2 \cdot I_{L,mitt} = U_2 \cdot I_{L,mitt} - U_2 \cdot I_{L,mitt} = 0.$$

Schalter S_b wird in der Praxis häufig durch eine Diode ersetzt, welche die mittlere Leistung $U_D \cdot I_{L, \text{mitt}}$ verbraucht. Bei kleinen Spannungen U_2 kann das einen erheblichen Anteil der Gesamtleistung ausmachen. Daher sind hier Schottky-Dioden (Metall auf n^- statt pn Übergang) zu empfehlen. Sie sind sehr schnell und haben nur 0,4...0,5V Durchlassspannung. Ersetzt man den Schalter S_b durch eine Diode, spricht man von *asynchronem* Betrieb.

Asynchron weil
mit Diode D :

(a) L lädt magn.
Energie.

(b) L gibt magnet.
Energie ab.

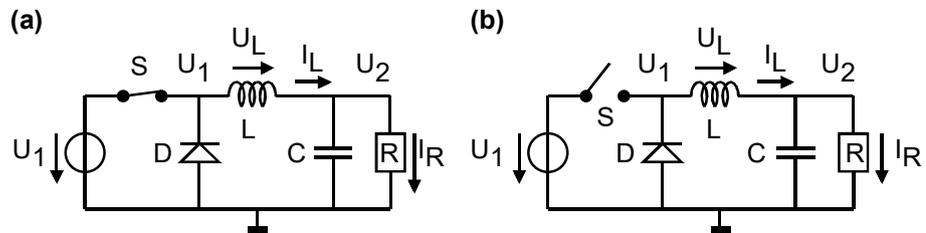
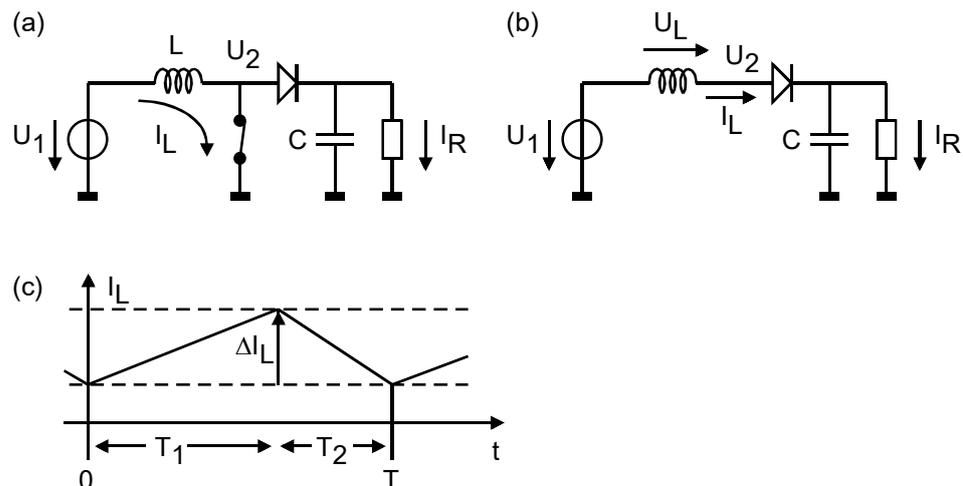


Bild 2.4.2.1(h): DC/DC Buck Konverter in *asynchronem* Betriebsmodus, da mit Diode D .

2.4.2.2 Hochsetzsteller bzw. Aufwärtswandler (engl.: Step-Up , Boost Converter)

Bild 2.4.2.2:
Aufwärtswandler
:

- (a) I_L laden
(b) I_L abgeben + puffern auf C
(c) Stromverlauf für konstanten Laststrom und konstante Spannungen U_1, U_2 .



Spannungskonversion:

Stromänderung beim Aufladen von L im Intervall T_1 : $\Delta I_{L1} = T_1 \dot{I}_{L1} = T_1 (U_1 - 0V) / L$.

Stromänderung beim Entladen von L im Intervall T_2 : $\Delta I_{L2} = T_2 \dot{I}_{L2} = T_2 (U_1 - U_2) / L$

Im eingeschwungenen Zustand ergibt sich $\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = 0 \Rightarrow U_2 = U_1 T / T_2$ mit $T = T_1 + T_2$.

Als $f(D)$ mit $D = T_1 / T$: Die Spannungserhöhung U_2 / U_1 hängt im eingeschwungenen Zustand bei konstantem, mittlerem Laststrom I_R nur vom Tastverhältnis (Duty-Cycle) $D = T_1 / (T_1 + T_2)$ ab. In diesem Falle ist wegen $T_2 / T = (T - T_1) / T = (1 - D)$ die Ausgangsspannung $U_2 = U_1 / (1 - D)$.

Leistungsbilanz:

Die ideale Induktivität (Kupferwiderstand des Drahtes = 0Ω) erwärmt sich nicht, so dass die von U_1 eingespeiste Leistung gleich der an U_2 abgegebenen Leistung sein muss:

Der von U_1 abgegebene, mittlere Strom ist $I_{m1} = I_0 + \frac{1}{2} \Delta I_L$.

Der von U_2 aufgenommene, mittlere Strom ist $I_{m2} = (I_0 + \frac{1}{2} \Delta I_L) \cdot T_2 / T$.

Die von U_1 abgegebene, mittlere Leistung ist $P_{m1} = U_1 \cdot I_{m1} = U_1 (I_0 + \frac{1}{2} \Delta I_L)$

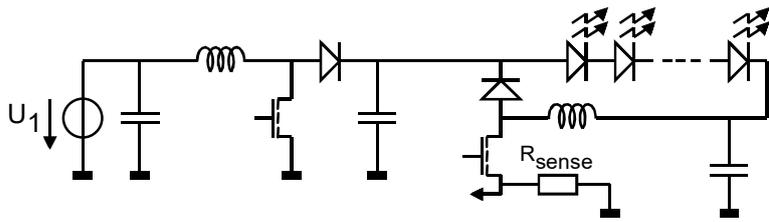
Die von U_2 aufgenommene, mittlere Leistung ist $P_{m2} = U_2 \cdot I_{m2} = U_1 T / T_2 (I_0 + \frac{1}{2} \Delta I_L) T_2 / T = P_{m1}$.

Anmerkungen:

- Der Aufwärtswandler setzt voraus, dass $U_2 > U_1$, sonst wird I_L stetig größer und kann zur Zerstörung von Bauelementen führen. (Darf die Last eine einzelne LED sein bei $U_1 = 12V$?)
- Mit der gezeigten Diode D spricht man von asynchronem Betrieb. Ersetzt man D durch einen Schalter S_b , spricht man von synchronem Betrieb.
- Die von der Quelle zu verkräftenden Stromänderungen sind im Vergleich zum Abwärtswandler moderat. \Rightarrow **Emission verkräftbarer Störungen in die (Auto-)Batterie!**

2.4.2.3 Kombiniertes Aufwärts-/Abwärts-Wandler

Bild 2.4.2.3: Kombiniertes Aufwärts-/Abwärts-Wandler nach [3].



Beim kombinierten Aufwärts-/Abwärts-Wandler verhindert der Aufwärtswandler eine Belastung der Quelle U_1 mit extremen Stromsprüngen. Der Abwärts-wandler passt den Ausgangsstrom an die Last an [3].

2.4.2.4 DC/DC-Inverter (z.B. TPS63700)

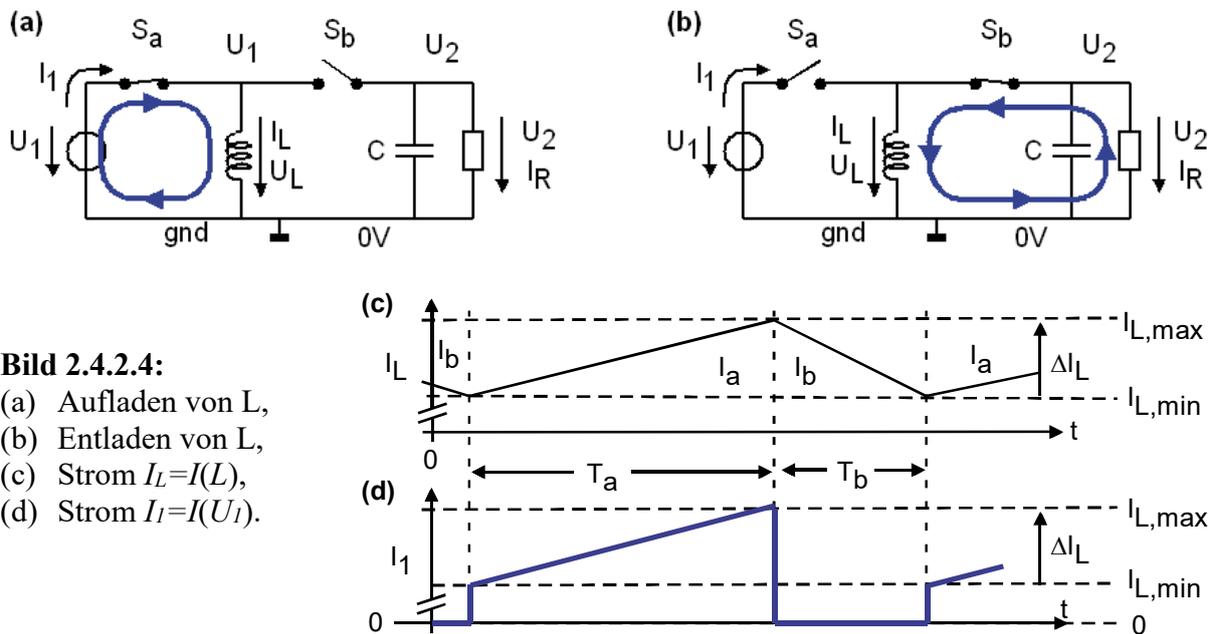
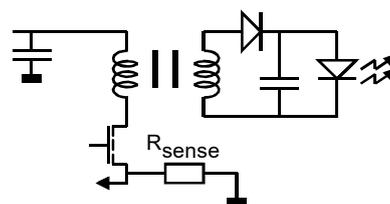


Bild 2.4.2.4:
 (a) Aufladen von L,
 (b) Entladen von L,
 (c) Strom $I_L=I(L)$,
 (d) Strom $I_I=I(U_I)$.

$U_{L,a} = U_L(0 < t \leq T_a) = U_1$	$U_{L,b} = U_L(T_a < t \leq T_b) = U_2$
$dI_{L,a}/dt = U_{L,a} / L = U_1 / L$	$dI_{L,b}/dt = U_{L,b} / L = U_2 / L$
$\Delta I_{L,a} = T_a \cdot dI_{L,a}/dt = T_a \cdot U_1 / L$	$\Delta I_{L,b} = T_b \cdot dI_{L,b}/dt = T_b \cdot U_2 / L$
$\Delta I_{L,a} + \Delta I_{L,b} = 0 \Rightarrow \Delta I_{L,a} = -\Delta I_{L,b} \Rightarrow U_1 T_a = -U_2 T_b \Rightarrow U_2 = -U_1 \cdot T_a / T_b$	

2.4.2.5 Schaltung mit Transformator

Bild 2.2.4.5: Ein Alleskönner (Aufwärts- und Abwärts-Wandlung, Vorzeichen-umkehr und galvanische Trennung) ist der Transformator. Nachteilig ist u.a. sein schwerer Eisenkern.



2.5 Referenzen

- [ETCI] Electronics & Technology Cosmos International, “*Power MOSFETs in Switching Applications*”, February 2014 (Issue 1).
- [IBMG120R] Infineon, av... https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IBMG120R350M1H-DataSheet-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d462749a7c2d0174b0ed11513272
- [IFX007T] Infineon, High Current PN Half Bridge with Integrated Driver IFX007T, verfügbar: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IFX007T-DS-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46265f064ff0166433484070b75
- [BLDC] Infineon, BLDCSHIELDIFX007TTOBO1, <https://www.farnell.com/datasheets/2792904.pdf>
- [LMG3522] TI, available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IBMG120R350M1H-DataSheet-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d462749a7c2d0174b0ed11513272
- [LMG2610] TI, avail. : https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg2610.pdf?ts=1679340507901&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fpower-management%252Fproducts.html
- [LMG5200] TI, avail. : https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmg5200.pdf?ts=1680872374439&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [MG800FX] Toshiba, MG800FXF2YMS3, <https://toshiba.semicon-storage.com/eu/semiconductor/product/mosfets/sic-mosfet-modules.html>