Topologien von Schaltnetzteilen

Grundlagen, Anwendungsbereiche, Hintergründe und Historie

Attempo
induktive Bauteile,
Feldbustechnik
Testhaus

Steinbruchstr. 15
72108 Rottenburg

Tel.: +49 (0) 7472 9623 90
Fax: +49 (0) 7472 9623 92

eMail: info@attempo.com
www.attempo.com

- Induktive Bauteile Berechnung, Simulation und Test
- Kleinserienfertigung
- Filtersysteme
- EMV –Test, Beratung und Seminare
- Entwicklungsunter-stützung
- Kommunikationstechnik
- Feldbusanalysen und Komponententest
- Umweltprüfverfahren
- Macroscopie
- Information

Version 1.1 10.01.2010

Copyright © Attempo

Attempo **realisiere Deine Möglichkeiten** **Attempo**

1 Vorwort

Das Interesse an Energiemanagement wächst. Die Klima- und Umweltdiskussion fordert neue Lösungen und Möglichkeiten.

Im **19. Jahrhundert** kam die elektrische Revolution durch Tesla, Siemens usw. durch Generation, Übertragung und Verfügbarkeit von elektrischer Energie.
Im **20. Jahrhundert** kam die kommunikative Revolution durch Bell, Zuse usw. durch Telekommunikation und Computer.
Im **21 Jahrhunder**t kommt die umwelt- und klimaorientierte Revolution durch Energiemanagement und die Verbesserung aller elektrischen und kommunikativen Prozesse.

Wir benötigen:

- Wirtschaftliche und effiziente Energiesysteme
- Verlustarme Energieanpassung und Konvertierung
- Energiespeicher- und Übertragungssysteme

Viele unterschiedlichen Energiequellen müssen berücksichtigt werden:

- Versorgungsnetze 48, 110, 230, 400VAC 16 ⅔ / 50 / 60 / 400 Hz
- Generatoren
- Batterien
- Solarzellen
- Windkraftanlagen
- Brennstoffzellen

Daraus werden Energieversorgungen für unterschiedliche Applikationen generiert:

- DC Lampen, Elektronik, Controllerschaltungen, Motorregelungen, Ladegeräte
- AC USV, Frequenzumrichter, Netzwandler

Erwärmung und elektromagnetische Emission ist Energieverlust

SNT-Netzteile und Topologien

AC-DC oder DC-DC Netzeile bez. Konverter sind elektrische Geräte, die elektrische Spannungen in andere Spannungen wandeln. Da sich Gleichspannungen nicht direkt transformieren lassen, wird zunächst je nach Topologie die Eingangs-spannung in eine Sinusähnliche-, Trapez-, oder Rechteckspannung umgeformt. Der sich ergebende Spannungsverlauf wird entweder in einem elektrischen Feld zwischengespeichert oder durch einen magnetischen Fluss übertragen. Am Ausgang erfolgt die Glättung (Tiefpass) des transformierten Spannungsverlaufs. Primärseitig existiert bei allen Topologien eine große Kapazität, zur Entkoppelung der vorgeschalteten Netzwerke. Dies kann mit oder ohne Potenzialtrennung erfolgen. Manche Topologien eignen sich zum Abwärts wandeln, die anderen zum Aufwärts wandeln. Wieder andere können beides, oder von beiden Seiten betrieben werden. Eine Sinusspannung kann in eine Gleichspannung gewandelt werden, in einer Batterie zwischengespeichert und dann wieder in eine Sinusspannung geformt werden – Beispiel USV.
Grundsätzlich gilt: je höher die Taktfrequenz, desto kleiner die Bauteile und anspruchsvoller das Design.

Typische Applikationen:

DC-DC	24V => 12V	des Bordnetzes eines LKW's zum Betrieb eines Radios
	12V => 3V	des Autobordnetzes zum Betrieb eines Handy's
	120V => 24V	Gel-Batterieversorgung zur Notversorgung der SPS (Automatisierung)
	1,5V => 5V	Mignonzelle zur Controllerversorgung
	9 V =>500V	Handheld Isolationstestgerät
	12V =>650V	Wechselstromgenerator
DC-DC-DC		bidirektionale Spannungswandler Batterie⇔Antrieb⇔Ladung
AC-DC	230V => 12V	Netzteile mit mehreren Ausgangsspannungen
	230V => 18V	Ladegeräte
	230V => 12V	Lampenvorschaltgerät
DC-AC	GV =>230V	Solarzellen zur Netzeinspeisung
AC-DC-AC	230V =>230V	Unterbrechungsfreie Stromversorgung
		Frequenzumrichter
		Umrichter in Windkraftanlagen

Der energetische Zusammenhang: $P_{In} = P_{Out} + P_{Verlust}$

$P_{Verlust}$ muss so minimal wie möglich realisiert werden

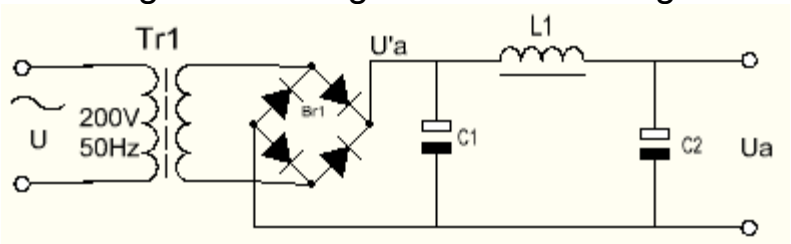
Lineare Netzteile

Netztransformatoren für kleine Leistungen mit Gleichrichter und Regelschaltung sind zu unflexibel, zu groß, zu schwer und in ihrer Energieeffizienz zu schlecht. Bei Netzteilen mit linearen Regelung gibt es drei hauptsächliche Verlustfaktoren:

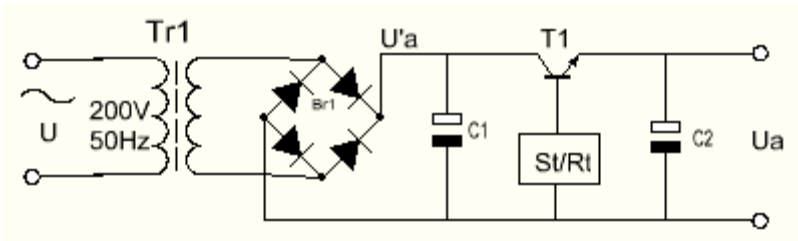
1. Transformator
   - Wirkungsgrad, je kleiner desto schlechter (EF20 = 20%)
   - Frequenz- und Eingangsspannungsspannungsabhängig
   - Belastungsabhängig
   - Netzschwankungsabhängig
   - Bauweise
2. Gleichrichter
   - Relativ große Ströme, Spannungsabfall am Gleichrichter
3. Regeltransistor
   - Die überschüssige Energie wird durch den kontinuierlich geregelten Transistor in Wärme umgewandelt – Temperatur- und Kühlproblem $P_{Verlust} \approx (U_{In} - U_{Out}) * I_{Out}$

Probleme: Durch das periodische Nachladen des Glättungskondensators wird eine diskontinuierliche Stromaufnahme verursacht. Die entstehenden niederfrequenten Harmonischen der Netzfrequenz können bei größeren Lastströmen zu einer unzulässig hohen Netzrückwirkung führen. Zudem ergibt sich ein schlechter Wirkungsgrad des Transformators bedingt dadurch, dass die Harmonischen einen erheblichen Anteil der Leistung übertragen. Zusätzlich wird ein großer Transformator benötigt, um bei Netzfrequenz die geforderte Leistung übertragen zu können.

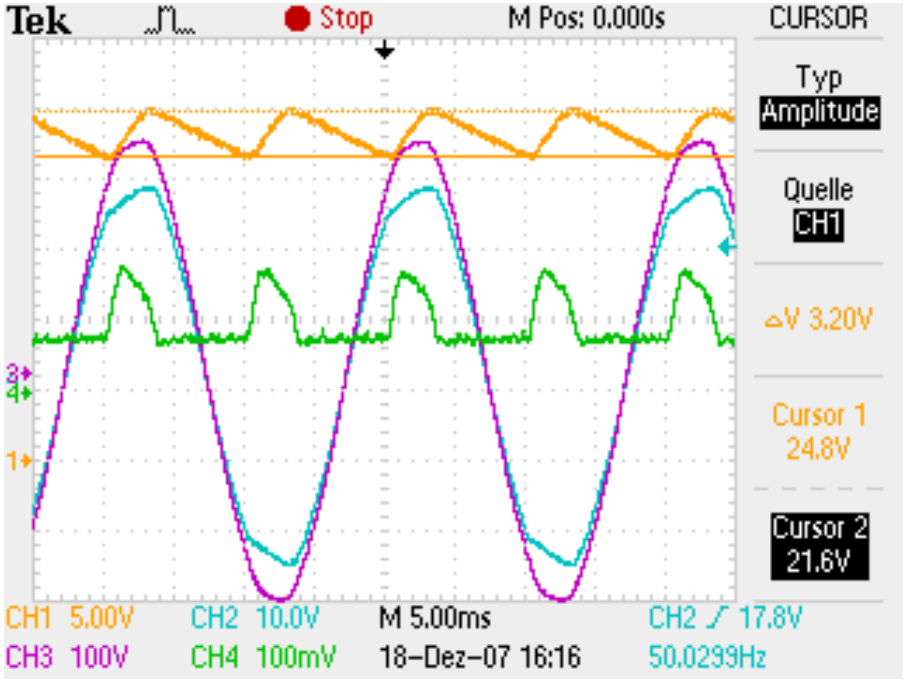
Ungeregeltes Transformatornetzteil mit Brückengleichrichtung und CLC-Siebung



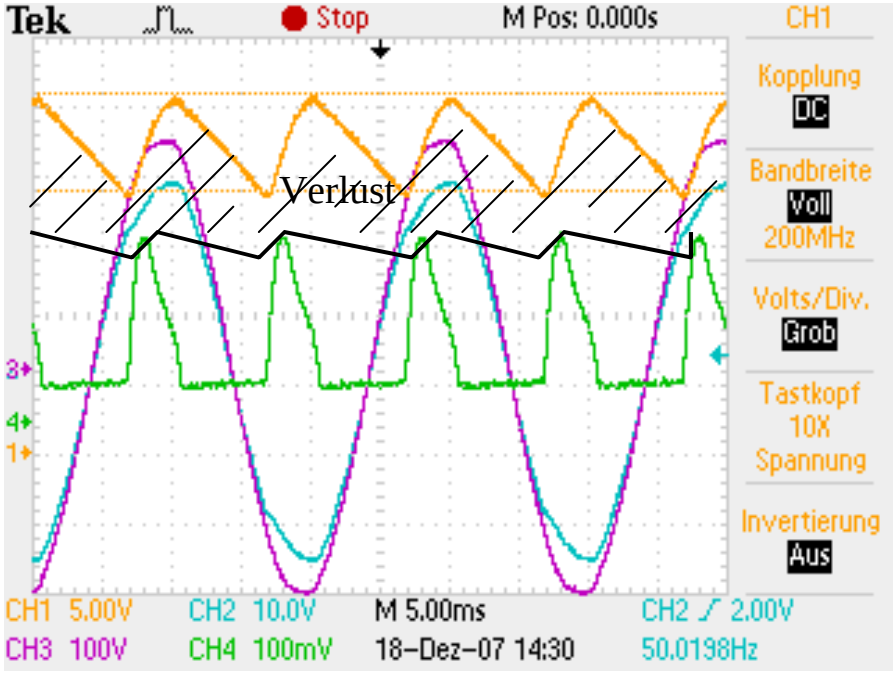
Transformatornetzteil mit Längsregelung



Ungeregeltes Netzteil mit LC-Siebung



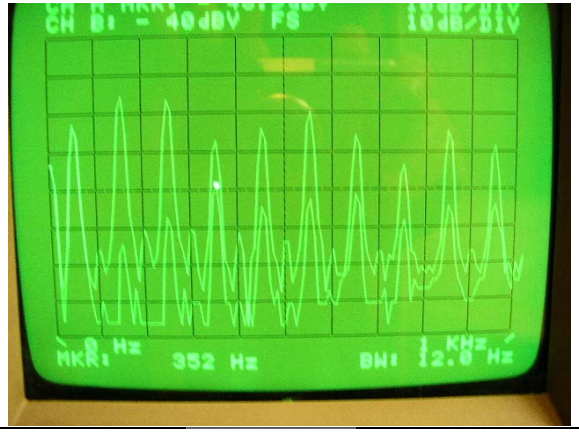
Linear geregeltes Netzteil



Hier ist auch die Kapazität C1 zu schwach ausgeführt
Durch den Spannungseinbruch wird der Strom höher bei gleicherbleibender Leistung

Spannungen und Ströme

Chanal 1 Rot:	Ausgangsspannung
Chanal 2 Blau:	Spannung vor dem Gleichrichter
Chanal 3 Lila:	230 VAC Versorgungsspannung Netzversorgung
Chanal 4 Grün:	Strom über 220 mΩ
Chanal 5 Schwarz:	linear Geregelte Ausgangsspannung 100mV/Dev



Spektrum bis 1 kHz
HP3582
Verluste durch niederfrequente Harmonische

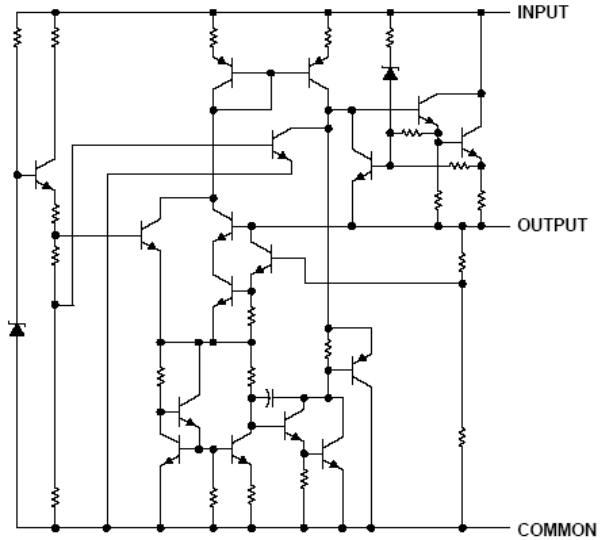
$$\sum_{n=1}^{\infty} \tilde{I}_{(2n+1)}^{\,2} > 3\tilde{I}_1^{\,2}$$

Linearregler

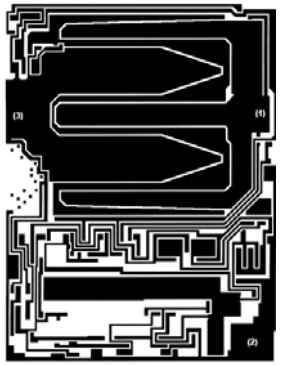
Lineare Spannungsregler haben einen schlechten Wirkungsgrad : $\mathbf{P_{Verlust} \approx (U_{In} - U_{Out}) * I_{Out}}$
Bei größerem Strom oder Differenz zwischen U_{In} und U_{Out} wird die Verlustleistung zu hoch.
Allerdings besitzen sie zum Teil gute Regeleigenschaften bei Spannungs-, Laststrom- und Temperaturänderungen.
Auch die überlagerte Brummspannung liegt zumeist im mV-Bereich.

Ausführungen der 7800- und 317-Familie von vielen Herstellern: (Liste aus Tietze/Schenk)

- Spannungsstabilisierung durch Emitterfolger, einfachste Ausführung (auch einstellbar)
- Spannungsregler mit fester Ausgangsspannung
- Spannungsregler mit einstellbarer Ausgangsspannung
- Spannungsregler mit geringem Spannungsverlust
- Spannungsregler mit symmetrischer Aufteilung einer erfreien Spannung
- Spannungsregler mit negativer Spannung
- Spannungsregler mit Sensoranschlüssen



µA7800 TI



Kenndaten:

- Eingangsspannungsbereich
- Ausgangsspannung und Toleranz
- Ausgangs- und Kurzschlussstrom
- Minimaler Spannungsabfall zur Aufrechterhaltung der Ausgangsspannung (Dropout Voltage)
- Unterdrückung der Eingangsspannungsschwankungen (Line Regulation)
- Ausregelung von Laststromschwankungen (Load Rejection)

Vorteile von Schaltnetzteilen:

- Höherer Wirkungsgrad bis 96%
- Geringeres Gewicht und Volumen
- Kleiner Transformator
- Großer Eingangsspannungsbereich
- Großer Ausgangsspannungsbereich
- Gute Regeldynamik, flexible Spannungs-/Stromversorgung
- Mehrere galvanisch getrennte Ausgangsspannungen
- Flexible Start-Up Routinen
- Die direkt geregelte Ausgangsspannung ≤ 1%
- Mehrere vorstabilisiert Ausgangsspannungen, nur eine direkt geregelt
- Kurzschlussfestigkeit
- Normalerweise keine hörbaren Schwingungen bei f > 20 kHz
- Individuelle Anpassung an Applikation
- Automatisches und parametrierbares Fehlerhandling
- Implementierung von Steuerungs-, Regelungs-, Energiemanagement- und Schutzfunktionen
- Programmier- fernsteuerbares Powermanagement
- Kommunikationsmöglichkeiten, Busankopplung, I²C, SPI...
- Akzeptables Preis-/Leistungsverhältnis
- PFC-Implementierung zusätzlich

Nachteile von Schaltnetzteilen

- Zum Teil kompliziertes Schaltungsdesign
- Know How erforderlich
- Umfangreiche Messtechnik erforderlich
- Aufwand beim Glätten der Ausgangsspannungen
- Aufwand durch EMV-Problematik

Wo liegen die schaltungstechnischen Hauptprobleme bei Schaltnetzteilen

Halbleiter

- Die Schaltverluste steigen mit der Frequenz
- Die Einschaltverluste werden durch parasitären Kapazitäten (Umladung) in und um den FET verursacht, I^2R_{DSOn}
- Die Abschaltverluste des Transistors werden parasitäre Kapazitäten (Umladung), von der Streuinduktivität des Trafos dI/dt und der Schaltverzögerung der sekundären Dioden verursacht
- Die Dioden haben einen Spannungsabfall
- Die Dioden haben Einschaltverluste durch parasitäre Kapazitäten
- Die Dioden haben Abschaltverluste
- Die Dioden haben Ein- und Abschaltverluste durch langsame Schaltübergänge

Kapazitäten

- Die Kapazitäten haben einen ESR Serienwiderstand mit ohmscher und induktiver Komponente
- Die Kapazitäten haben eine Grenzfrequenz, darüber sind sie induktiv
- Kondensatoren haben nicht lineare Verluste, Verlustfaktor tan δ (frequenz- temperaturabhängig usw.)
- Kondensatoren haben bei Überbeanspruchung eine begrenzte Lebenszeit
- Tantalkapazitäten haben einen sehr niederen Innenwiderstand, deshalb möglichst mit Vorwiderstand (3Ω/V), auch wegen Selbstzerstörung, verwenden

Magnetics

Bereits umfangreich erläutert im Vortrag „Magnetische Bauteile“

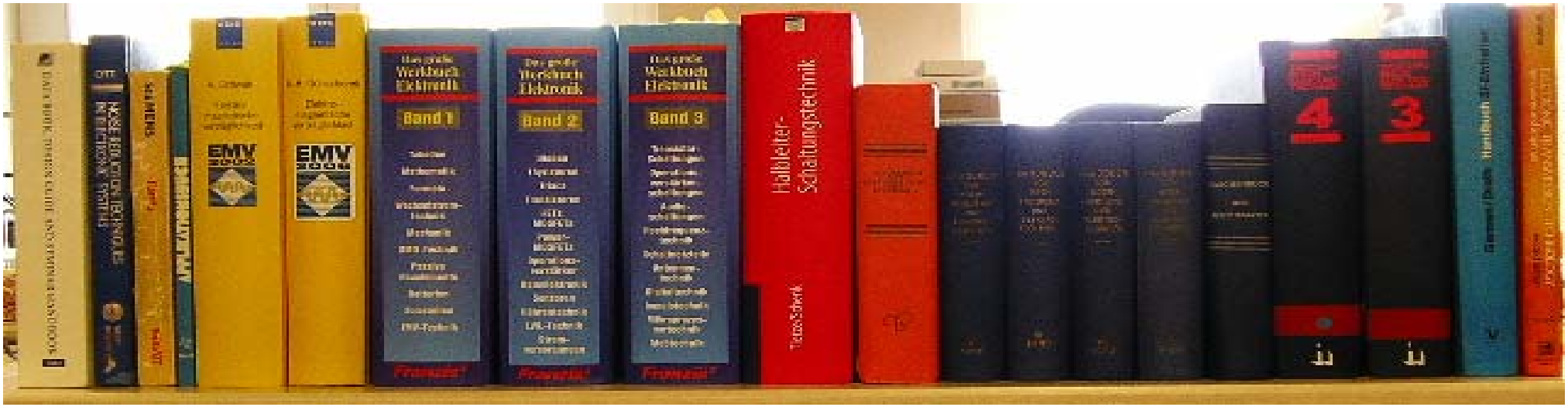
Design, Platine

Wird im Vortrag „EMV für Schaltnetzteile“ behandelt

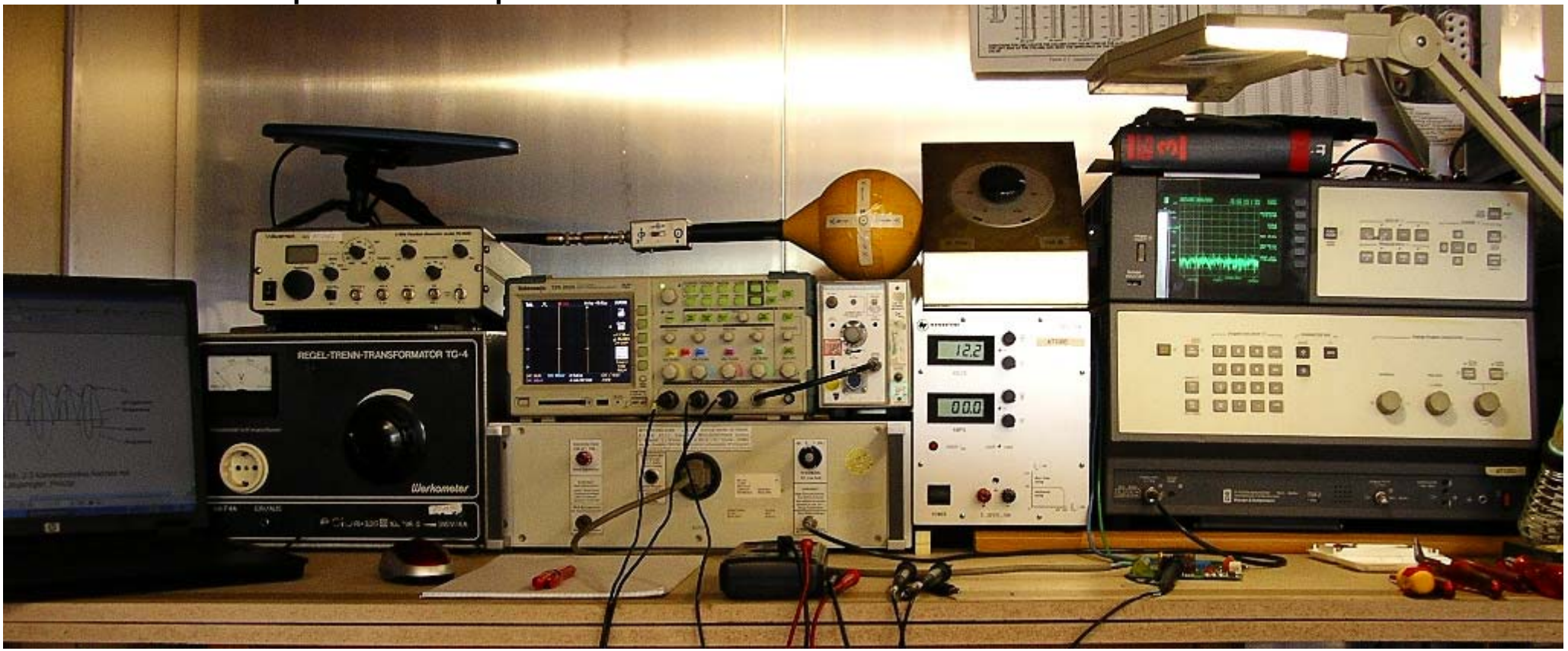
Verfügbare Informationen

- Die praktisch angewendeten mathematischen Modelle sind und bleiben Näherungen und sind oft zu ungenau, um bestimmte Effekte zu beschreiben.
- Der physikalische, funktionale Zusammenhang zwischen bestimmten Eigenschaften ist nicht bekannt und wird auch nicht mehr gelehrt.
- Erschwerend ist auch, dass Datenblätter heutzutage, oft auf Powerpoint-Basis wegen der auf Propaganda angelegten Darstellung, als Entwicklungsunterlagen nicht brauchbar sind. Diese Informationen sind leider oft unvollständig, oberflächlich oder sogar falsch.
- Die uneingeschränkte Nutzung einer Application Note für eine Anwendung ist nicht empfehlenswert und oft nicht verantwortbar.
- Für induktiven Bauteile sind kaum wirklich brauchbare Informationen zu erhalten
  - Netzwerkanalyse, Leistungsverlauf usw.
- Unterschiedliche Definitionen und Einheiten erschweren das Verständnis enorm.

Es gibt aber auch noch gute Nachschlagewerke und Informationen für den Elektronikentwickler:



Schaltnetzteil Arbeitsplatz bei Attempo



Bestehend aus :

Gutes Werkzeug
Gute Kabelverbindungen
Lötkolben mit passenden Spitzen
Technische Unterlagen
Taschenrechner
Notizblock

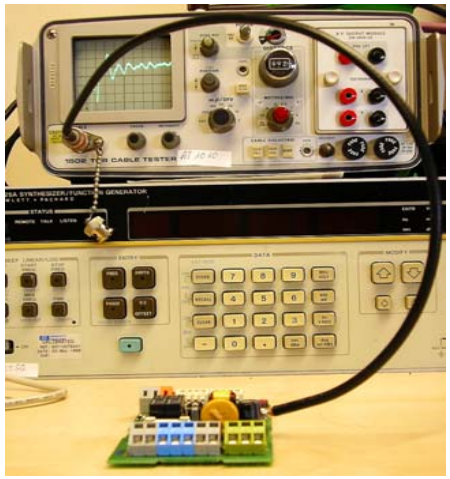
ausreichende Anzahl Multimeter
Oscilloscope potentialgetrennt
variable Last im Leistungsbereich
Regel-Trenntrafo
stabilisiertes Netzteil DC(Stromqelle)

gutes Licht!

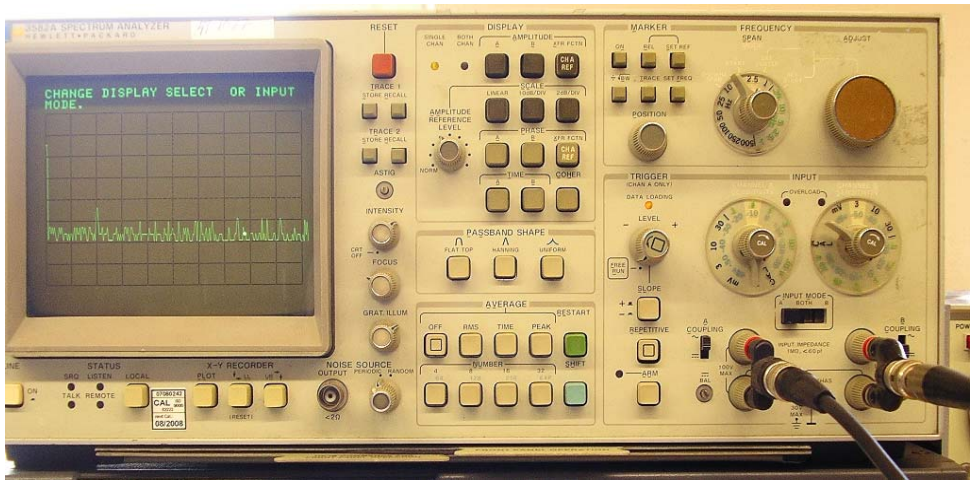
Spektrum- und Netzwerkanalyzer
Netznachbildung
Funktionsgenerator
Computer zur Dokumentation, Simulation und Berechnung
Feldsonden elektrisch, magnetisch
Stromzange mit Integrator

Weitere sinnvolle Messgeräte (Messplätze)

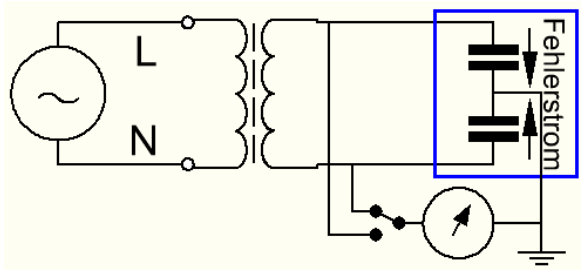
Messplatz zur Erfassung der Unsymmetriedämpfung
Erfassung der Unsymmetrien z.B. 2 Leitungen gegen eine Bezugsmasse um Fehlerströme zu lokalisieren.

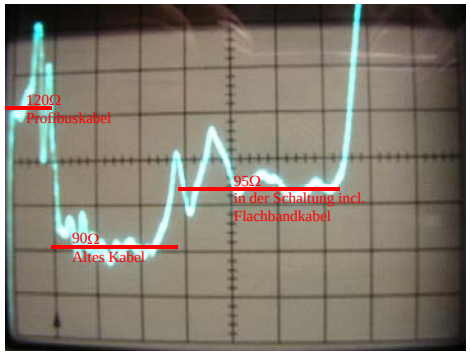


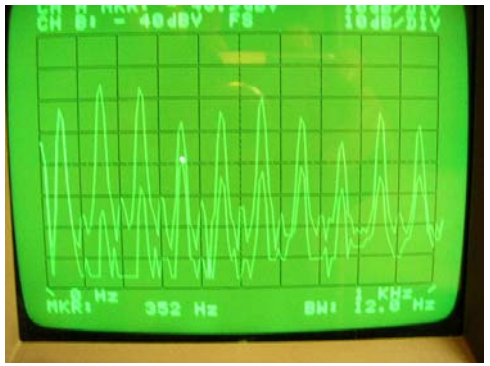
Time Domain Reflexion Reflextionsdämpfung im Zeitbereich
Betrachtung von Leitungs-verbindungen



NF-Spektumanalyzer zur Netzanalyse bis einige kHz
Betrachtung der Harmonischen im NF-Bereich.
Das sind zumeist energiereiche Störungen, die sonst nicht erfasst werden







Wer stellt die Regler her - Powermanagement – ohne Qualitätsbeurteilung:

active-semiconductor	AC/DC,	DC/DC			http://www.active-semi.com
elmos		DC/DC			http://www.elmos.de
exar		DC/DC		ex Sipex	http://www.exar.com
fairchild Semiconductor		DC/DC,	PFC		http://www.fairchildsemi.com
freescale		DC/DC		ex Motorola	http://www.freescale.com
Infinieon	AC/DC,	DC/DC,	PFC		http://www.infineon.com
International Rectifire	AC/DC,	DC/DC,	PFC		http://www.irf.com
Intersil		DC/DC			http://www.intersil.com
Linear Technology LTC		DC/DC			http://www.linear.com/
Maxim		DC/DC			http://www.maxim-ic.com
MicroChip		DC/DC			http://www.microchip.com
microsemi.		DC/DC			http://www.microsemi.com
national		DC/DC			http://www.national.com
NJR		DC/DC			http://www.njr.com
VXP		DC/DC,	PFC	ex Phillips,Valvo	http://www.nxp.com
ON Semiconductor	AC/DC,	DC/DC,	PFC		http://www.onsemi.com
Power Integration	AC/DC,	DC/DC			http://www.powerint.com
Ricoh		DC/DC			http://www.ricoh.com
ST Microelectronics	AC/DC,	DC/DC,	PFC		http://www.st.com
Summit		DC/DC			http://www.summitmicro.com
Texas Instruments		DC/DC,	PFC	gemeinsam mit Unitrode	http://www.ti.com
TOREX		DC/DC			http://www.torex-usa.com
Unitrode		DC/DC		gemeinsam mit TI	http://www.unitrode.com

AC/DC für erweiterten Versorgungsspannungsbereich Vcc 230VAC => 325VDC
DC/DC zumeist Versorgungsspannungsbereiche Vcc < oder << 60VDC
PCF Power Factor Controllers
Auch ist zu bedenken, dass Schaltnetzteile mit ASIC's, FPGA's und Controllern/DSP's realisiert werden können.

Bemerkungen zu Schaltreglern

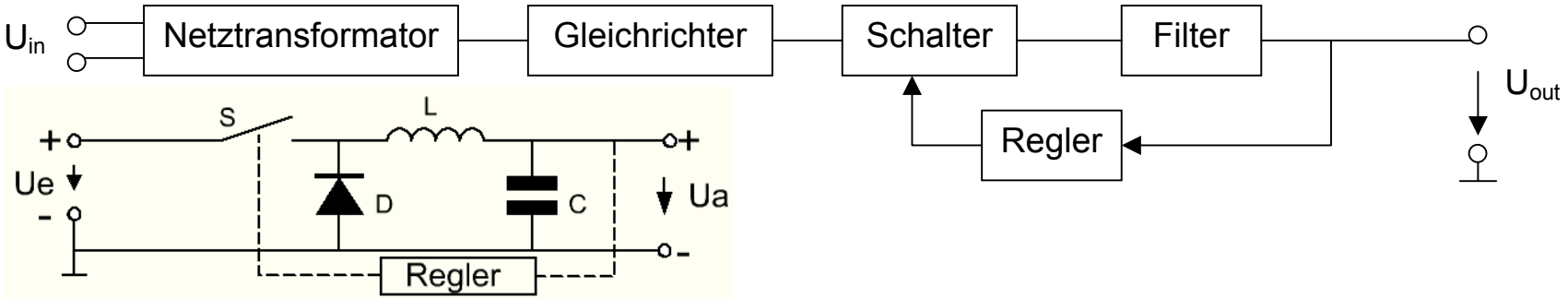
- Schaltregler mit extremen Fuitures und Zusatzfunktionen können eine Entwicklung auch erschweren, einengen und sogar unmöglich werden lassen.
- Nicht der tollste Regler oder Controller ist immer die beste Lösung.
- Oft sind die Schaltregler nicht in letzter Konsequenz durchdacht.
- Induktiv gekoppelte Gate-Treiber dürfen nicht durch externe Magnetfelder gereizt werden.
-

Grundschaltungen der Schaltnetzteile

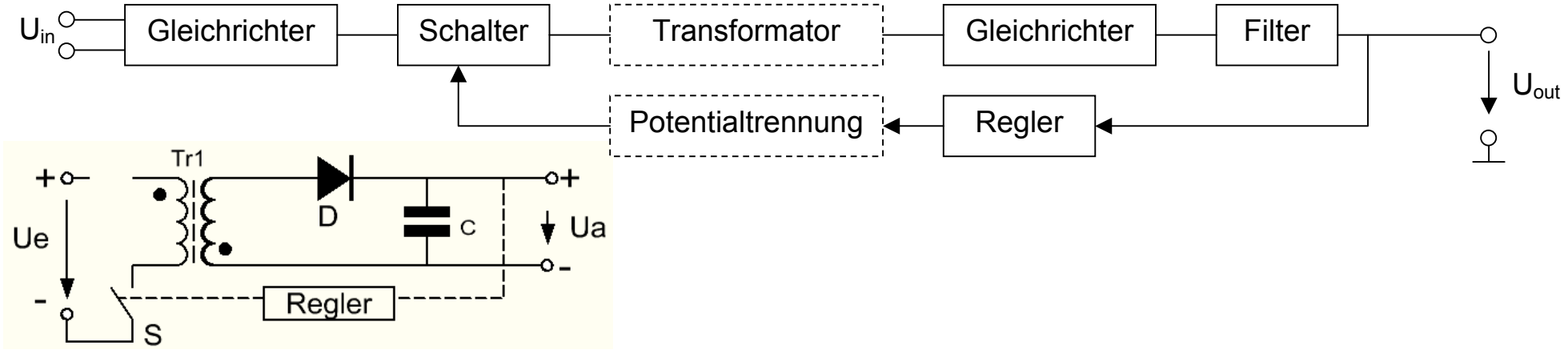
Der grundsätzliche Unterschied der Schaltnetzteile zu kontinuierlich geregelten Netzteilen ist, dass der kontinuierlich geregelte Transistor durch einen Schalter ersetzt wird. Die Mittelwertbildung der Ausgangsspannung wird durch einen Tiefpass gebildet. Die Höhe der Ausgangsspannung wird durch das Tastverhältnis bestimmt.

Die Position des Schalters erlaubt die Differenzierung zwischen Primär und Sekundär getakteten Schaltnetzteilen:

Sekundär getaktete Schaltregler



Primär getaktete Schaltregler



Schaltnetzteil Topologien

	Resonanz-Wandler	Drossel-Wandler	Sperr-Wandler	Eintakt-Durchfluss-Wandler	Halbbrücken Gegentakt-Wandler	Vollbrücken-Gegentakt Wandler
Applikation	EMV-kritische Anwendungen Kleine Bauform	Potentialgebundene Versorgungen	Flexibel und Universell für kleine Leistungen			
Positiv	EMV klein	Nur1 Drossel	Bauteiletolerant	Stabilität	Stabilität	Stabilität
Negativ	Schlechte Regelung	Nur 1 Ausgangssp. Keine Netztrennung		Entmagneti-sierung	Symmetrierung Ansteuerung	Symmetrierung Ansteuerung
Kleine Spannungen	besser	besser	schlechter	besser	besser	besser
Leistungsbereich		< 1 kW	< 150 W	< 500 W	< 2 kW	> 3kW
Ausgangs-Stabilität	schlecht	Sehr gut	mittel	gut	Sehr gut	Sehr gut
Baugröße	klein	geringer	aufwändiger	einfacher	einfacher	einfacher
EMV	klein	geringer	mittel	hoch	größer	größer
Entwicklungs-aufwand	mittel	geringer	mittel	höher	hoch	hoch
Schaltungsaufwand	klein	geringer	mittel	höher	höher	höher
Potentialtrennung	Ja/nein	Ja/nein	ja	ja	ja	ja
Mehrfach-spannungen	nein	nein	ja	ja	ja	ja
Regelung über	L/C	Regler	Regler	Regler	Regler	Regler
Ausregleung	bedingt	Sehr gut	gut	langsamer	gut	gut
Kermaterial	Eisenpulver Ferrit Luftspalt	Eisenpulver Ferrit Luftspalt	Mit Lufspalt	OhneLuftspalt	OhneLuftspalt	ohneLuftspalt
Wirkunsgrad	< 85%	>90%	>80%	>85%	>90%	>90%
Kosten	klein	klein	mittel	mittel	höher	hoch

Vergleich der PWM-Schaltreglertopologien

Topologie	Leistungsbereich	Eingangs spannungsbereich	Isolation	Wirkungsgrad Effizienz max.	Kostenvergleich
Abwärtswandler Buck-Converter	0 - 1000 VA	1000 V	Nein	88%	1,0
Abwärtswandler Mehrphasig	0 - >1000 VA	1000 V		>90%	
Aufwärtswandler Boost-Converter	0 - 400 VA	600 V	Nein	88%	1,0
Aufwärtswandler Mehrphasig	0 – 1000VA	600 V		>90%	
Auf-Abwärtsw. Buck-Boost-Conv.	0 – 500 VA	600 V	Nein	88%	1,0
SEPIC	0 – 50 VA	600 V	Ja	92%	
Sperrwandler FlyBack-Converter	0 – 150 VA	600 V	Ja	85%	1,2
Eintackt-Durchflussw.	0 – 800 VA	500 V	Ja	85%	1,4
Halbbrücken-wandler	10 – 1000 VA	1000 V	Ja	88%	2,0
Pusch-Pull	10 – 1000 VA	1000 V	Ja	90%	1,6
Full-Bridge	500 - >2000VA	1000 V	Ja	88%	2,5

Ab 42,5V UL-, CSA- oder VDE-Vorschriften beachten

Begriffe:

Monolithic Schaltregler	mit internem Schalter/FET
Converter	mit internem Schalter/FET
Controller	mit externem Schalter/FET
PWM	Pulsweitenmodulation
Jitter	Taktfrequenzänderung im %-Bereich
Ripple	I_{Ripple} zumeist Stromänderung am SNT-DC-Ausgang auch U_{Ripple} Spannungsripple
Noise	zumeist leitungsgebunden Störungen unter 30 MHz, dieser Begriff wird auch in Zusammenhang mit Funkstörungen verwendet
ESR	Reihen-Ersatzwiderstand eines Kondensators, kleine Werte > bessere Filtereigenschaften
ZVS	zero-voltage-switched, spannungfrei schaltend, Soft-switching-PWM-Systeme
ZCS	zero-current-switched, stromfrei schaltend
ZCT	zero-current-transition, stromfreier Lastwechsel

Typen und Topologien von Schaltreglern

Die 4 Grundtopologien

Buck-Converter	$V_{in} \geq V_{out}$	Abwärtswandler
Boost-Converter	$V_{in} < V_{out}$	Aufwärtswandler
Buck-Boost-Converter	Vin < = > Vout	Auf-/Abwärtswandler
Inverter	$V_{out} < 0V$	Invertierender Wandler

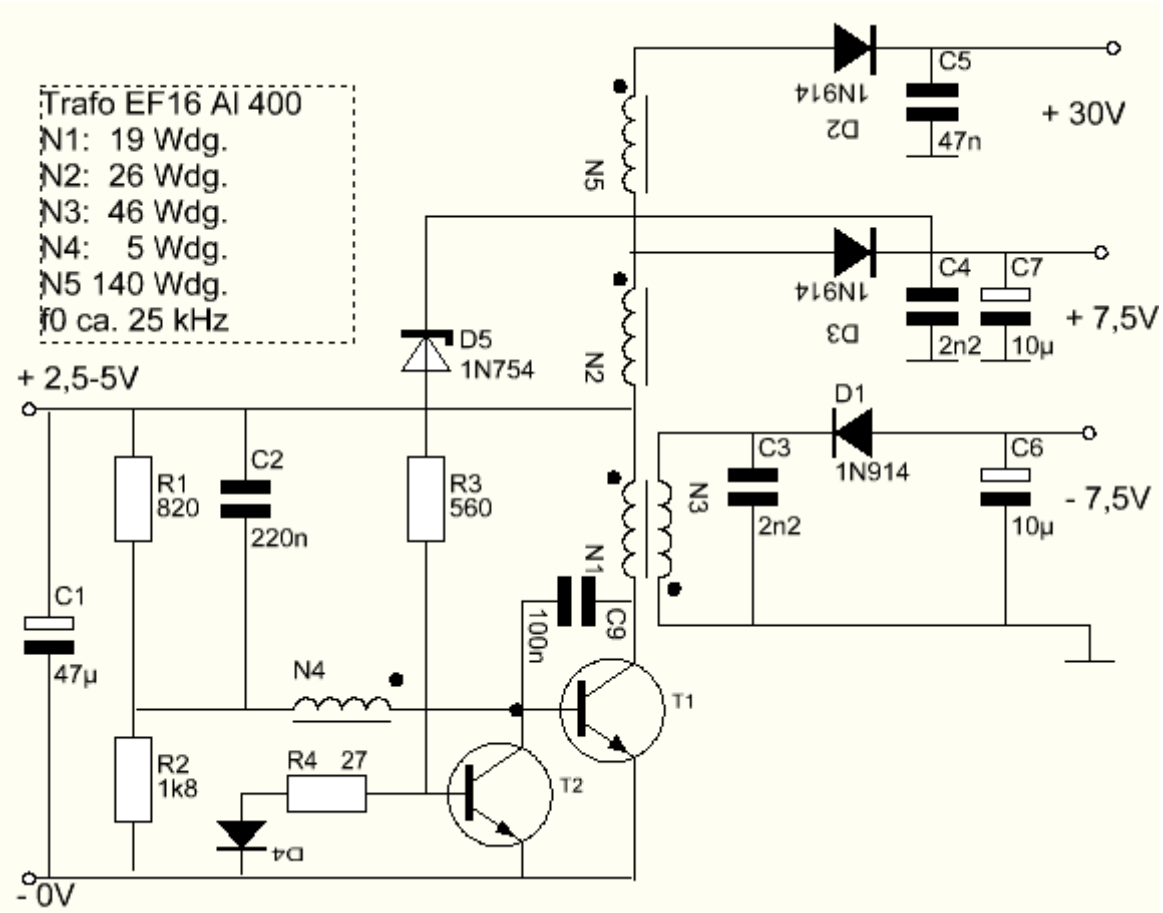
Durch Erweiterung und Beschaltung werden die anderen Interpretationen möglich

SEPIC Buck-Boost-Converter	Vin < = > Vout	Auf-/Abwärtswandler
Begriff von Linear Technology. Applikation mit 2 Drosseln oder Transormator und Kondensator		
Spannungswandler mit Vout	< > 0V	kapazitiv entkoppelt
Ladungspumpe		

Fly-Back Converter	Sperrwandler
Single Transistor Forward converter	Durchflusswandler
Push-Pull-Converter	Gegentaktwandler mit Zweiwegegleichrichtung
Two Transistor forward Converter	Asymmetrischer Halbbrücken Durchflusswandler
Single-ended push-pull-Converter	Symmetrischer Halbbrücken Durchflusswandler
Full-bridge push-pull Converter	Vollbrücken Durchflusswandler
PFC-Controller Lighting Ballast	Lampenschaltung
QRC Quasi-Resonance Converter	
MRC Multi-Resonance Converter	

Schaltungprinzipien

Der Resonanzwandler

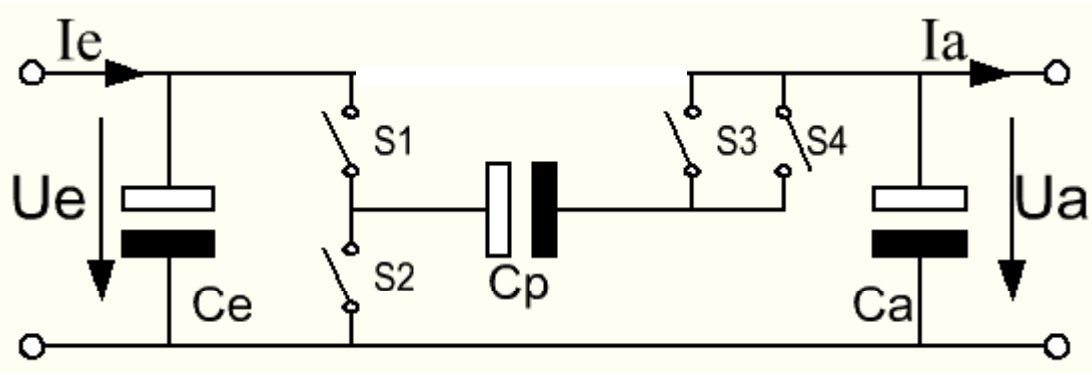


Beispiel:

Eine alte Schaltung hat von ihrer Funktionalität nichts verloren. Im Grunde genommen ist das ein Flusswandler. Diese Schaltung erreicht einen Wirkungsgrad von bis zu 80 %.
Über die Z-Diode wird die Spannung stabilisiert.
Mehrere Ausgangsspannungen sind auch mit diesem Wandlerprinzip möglich.

Allerdings ist zu beachten das die Verbraucher das Schaltverhalten beeinflussen.

Die Ladungspumpe



Die Ladungspumpe transformiert die Spannung durch ein periodisches Umschalten der Kapazitäten. Eine Periode hat zwei Schaltzustände. Zuerst leiten die Schalter S_2 und S_3 so, dass die Eingangskapazität C_e und die Speicherkapazität C_p sich in einer parallelen Anordnung befinden. Geht man davon aus, dass zuvor die Kapazität C_p keine Ladung hatte, so wird sie jetzt mit der Eingangsspannung aufgeladen. Danach leiten die Schalter S_1 und S_4. Die Speicherkapazität C_p, befindet sich also in Reihe mit der Eingangskapazität und beide zusammen sind parallel zur Ausgangskapazität geschaltet. Die in Reihe geschalteten Kapazitäten entladen somit ihre Spannung (die doppelt so hoch ist wie die Eingangsspannung) auf die Ausgangskapazität, bis ein Spannungsausgleich stattfindet. Das Tastverhältnis ist symmetrisch und befindet sich im Normalfall in einem Bereich um einige 10kHz (Grenzfrequenz der Kapazitäten). Die Topologie wird oft in den integrierten Bausteinen (ICs) verwendet, die den 5Volt Logikpegel in den 9 Volt Pegel bei Schnittstellen umsetzen, oder auch bei den „highside gate“ Treibern von MOSFET oder IGBT Halbbrücken.

Vorteile

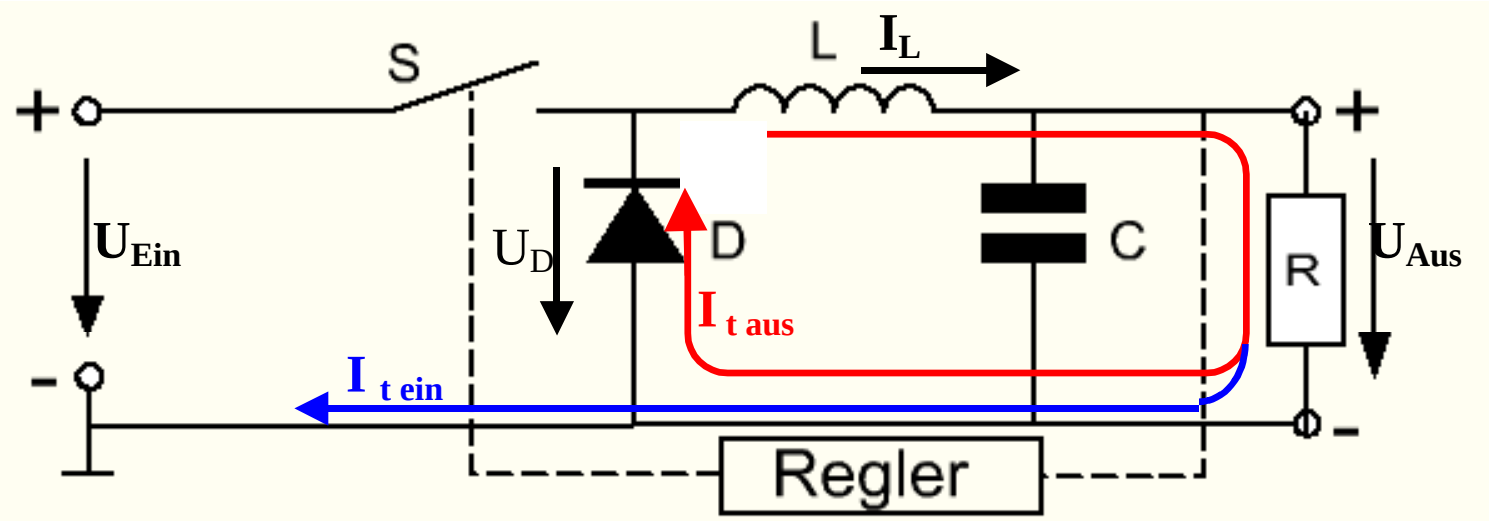
Diese Schaltung lässt sich sehr leicht mit einem Taktgeber und ein paar Transistoren realisieren. Das Auskommen ohne Induktivitäten ermöglicht eine einfache Implementierung zu, bzw. in einem IC. Durch eine andere Schaltkombination lässt sich u.a. auch eine invertierende Topologie realisieren. Auch höhere Transformationsverhältnisse werden durch zusätzliche Schalter und Kapazitäten ermöglicht (Kaskadierung). Der Wirkungsgrad ist vergleichsweise hoch, ca. 80% bei sehr geringer EMV-Problematik.

Nachteile

Diese Topologie ist nur für sehr geringe Leistungen gedacht. Für höhere Leistungen oder Ausgangsspannungen verschlechtert sich der Wirkungsgrad rapide. Es ist also praktisch nur eine Verdopplung oder Invertierung der Ausgangsspannung ratsam.

attempo

Der Abwärtsregler, Buck-Converter, nicht isoliert

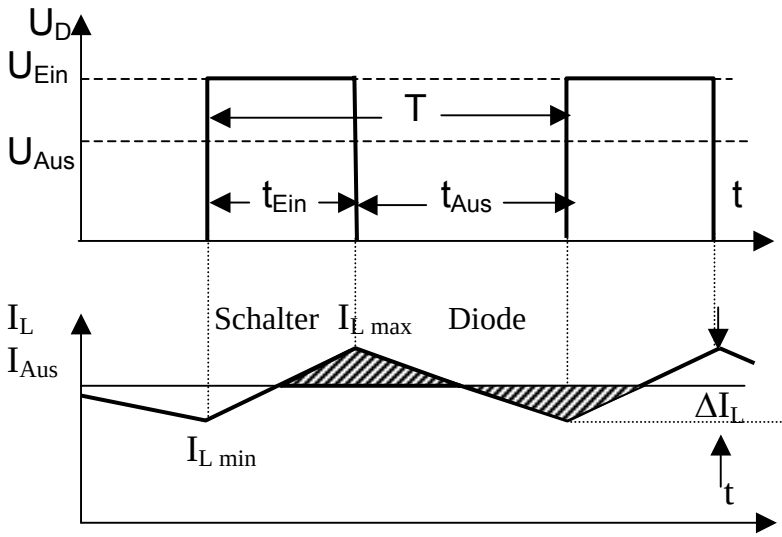


Die Wechselwirkung zwischen einem Schalter und einer Diode. Ist der Schalter geschlossen, wird $U_D = U_{Ein}$. Beim Öffnen behält der Drosselstrom die Richtung bei und U_D sinkt ab, bis bis die Diode leitend wird ≈ (0-Potential). Aufrechterhalten des Stromes

Der Verlauf des Spulenstromes ist durch das Induktionsgesetz definiert:

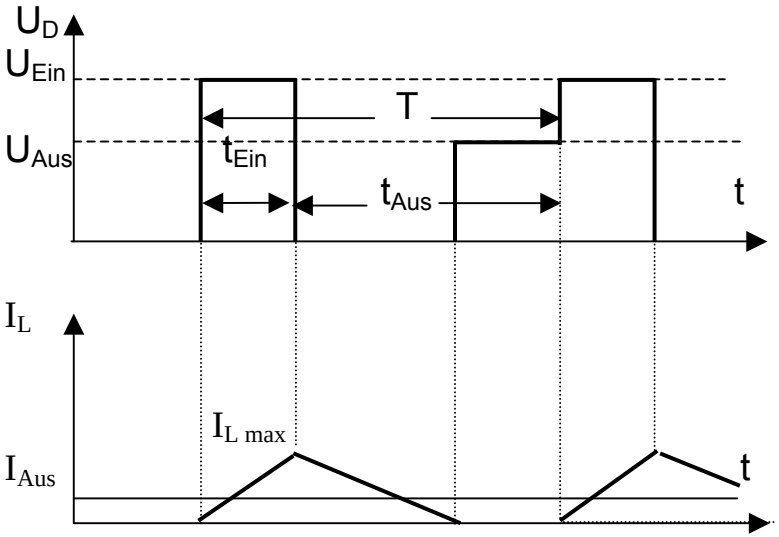
$$U_L := \frac{L \cdot dI_L}{dt}$$

Strom und Spannungsverlauf



Bei größeren Ausgangsströmen

wenn der Ausgangsstrom absinkt



Bei kleinen Ausgangsströmen (I<< linkes Diagramm)

Der Abwärtswandler, auch Tiefsetzsteller genannt, ist für das Wandeln einer höheren Spannung in eine niedrigere Spannung konzipiert. Wie beim Aufwärtswandler wird der Leistungsschalter durch ein pulsbreitenmoduliertens Signal angesteuert, das ihn entweder in den leitenden oder in den sperrenden Zustand versetzt. Während des leitenden Zustands fließt der Eingangsstrom I_{tEin} über den Schalter und die Induktivität zum Ausgang. Während dieser Phase wird der Strom von der Induktivität begrenzt und in Folge dessen lädt sich die Induktivität auf. In der sperrenden Phase entlädt sich die Induktivität und erzeugt einen Stromfluss ID durch die Freilaufdiode. Anschaulicher könnte man sagen, dass der Leistungsschalter den Stromfluss von Eingangsseite zu Ausgangsseite „zerhackt“ (Chopper) und die Induktivität den Mittelwert der Spannung über die Zeit bildet, so dass bei konstanter Last immer die gewünschte Ausgangsspannung U_{Out} mit dem Pulsbreitenverhältnis eingestellt werden kann. Sehr oft wird diese Schaltung für die Spannungsversorgung von Prozessoren und deren Peripherie eingesetzt, da diese bei einem hohen Strombedarf (1-40A) sehr niedrige Spannungen (1,17 bis 3,3 Volt) benötigen. Im Prinzip kann diese Schaltung überall dort einsetzt werden, wo man auch einen Längsregler einsetzen kann, aber ein besserer Wirkungsgrad benötigt wird.

Vorteile

Als Vorteile sind hier der leichte Aufbau und die geringe Anzahl an Bauteilen zu nennen. Die Halbleiter müssen nur maximal für die Eingangsspannung ausgelegt sein. Es wird nur ein einziges PWM-Signal benötigt, was die Ansteuerung erheblich vereinfacht. Der Wirkungsgrad befindet sich im Bereich von 80 bis 95%, solange die Ein- und Ausgangsspannung sich nicht um das Zehnfache unterscheiden. Für diese Topologie existieren zahlreiche Regler und Controller, die dem Entwickler die Aufgabe der PWM-Signalerzeugung und der Regelung abnehmen.

Nachteile

Abgesehen von der Tatsache, dass diese Topologie nicht die Möglichkeit der galvanischen Trennung bietet, hat der Abwärtswandler den Nachteil, nur eine Ausgangsspannung erzeugen zu können. Da bei gleichbleibender Leistung und sinkender Spannung, der Strom höhere Werte annimmt, müssen die Leistungsschalter auch für diese dimensioniert werden.

Berechnungsgrundlagen Abwärtswandler:

Die Höchste Ausgangsspannung ist die Eingangsspannung

Wobei	U_{Aus} = Ausgangsspannung	V	I_{AusMin} = minimaler Ausgangsstrom		A
	U_{Ein} = Eingangsspannung	V	T = Schwingungsdauer T = $t_{Ein} + t_{Aus}$		s
	ΔU = Welligkeit, Ripple	V	L = Induktivität der Speicherdrossel		H
	t_{Ein} = Einschaltzeit $_{Schalter}$	s	C = Kapazität der des Glättungskondensators		F
	t_{Aus} = Auschaltzeit $_{Schalter}$	s			

Die Drossel wird so gewählt, dass $I_{A\ Min}$ nicht unterschritten wird!

$$L := T\left(1 - \frac{U_{Aus}}{U_{Ein}}\right) \cdot \frac{U_{Aus}}{2 \cdot I_{AusMin}}$$

Minimaler Wert der Drossel in der Praxis min. 25 % zugeben

$$H, \frac{Vs}{A}$$

Die Ausgangsspannung in V und der Strom in A ist dann folgendermaßen definiert:

$$U_{Aus} := \frac{t_{Ein}}{t_{Ein} + t_{Aus}} \cdot U_{Ein}$$

$$I_{AusMin} := \left(1 - \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}}\right) \cdot \frac{T \cdot U_{Aus}}{2 \cdot L}$$

Die Ripplespannung

$$\Delta U_{Aus} \approx \frac{\left(U_{Ein} - U_{Aus}\right) \cdot t_{Ein}}{L} \cdot \left(\frac{1}{8 \cdot f \cdot C} + ESR\right)$$

Der Ripplestrom

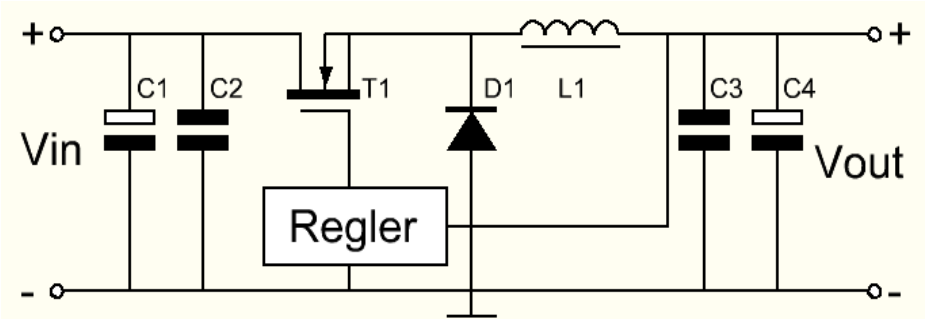
$$\Delta I_L \approx \frac{U_{Ein} - U_{Aus}}{L} \cdot t_{Ein} \approx \frac{U_{Aus}}{L} \cdot t_{Aus}$$

Der Glättungskondensator C bestimmt die Welligkeit der Ausgangsspannung

$$C := \left(1 - \frac{U_{Aus}}{U_{Ein}}\right) \cdot \frac{T^2 \cdot U_{Aus}}{8 \cdot L \cdot \Delta U_{Aus}} = \frac{T \cdot I_{Ausmin}}{4 \cdot \Delta U_{Aus}}$$

$$F, \frac{As}{V}$$

Kommentar:
Die Ausgangsspannung stellt sich proportional zum Tastverhältnis in % ein (verlustfrei). $U_{Out} = U_{In} * TV$; $I_{Out} / I_{In} = U_{In} / U_{Out}$



Hauptsächliche Verluste:

- Fet - RDSon
- Drossel - DC-Strom, Hysterese,
- Kondensator - ESR
- Layout - EMV-gerechtes Design

Der Buck-Converter besteht im Prinzip aus 5 Bauteilen:

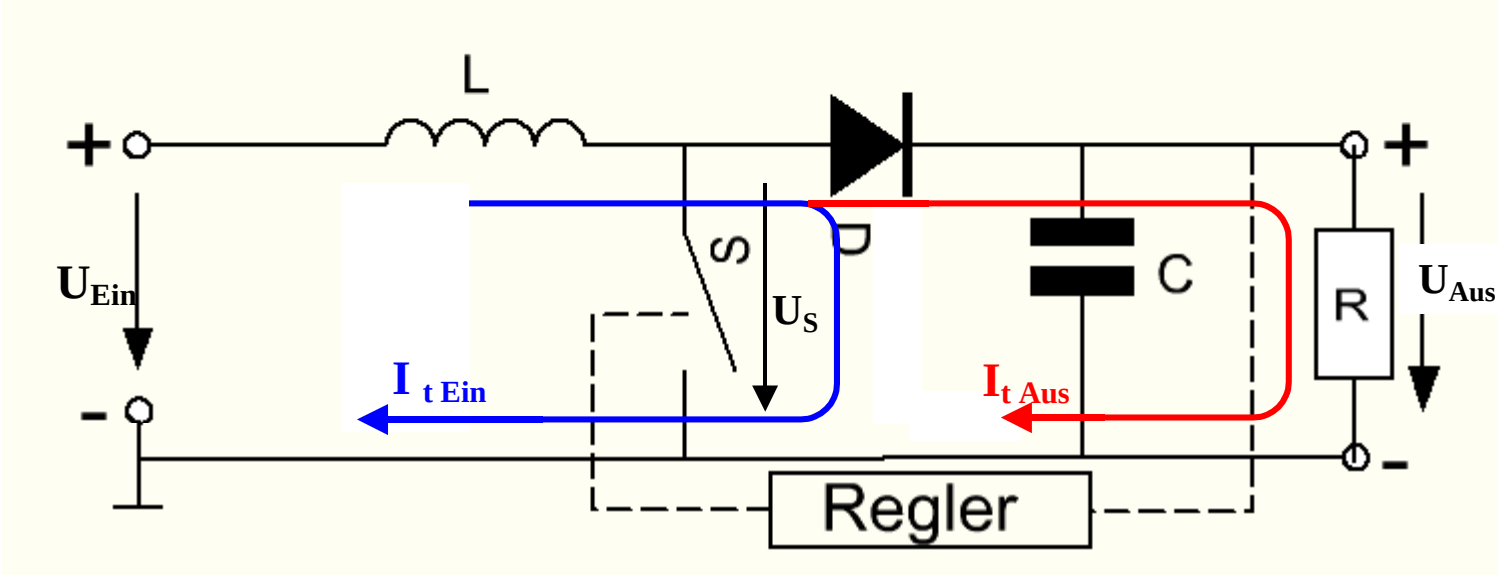
- Regler PWM-Ausgang hochgesetzt über Charge-Pump
- FET kleiner RDSon
- Diode Schnell, fast recouvery
- Drossel DC-tauglich
- Kondensator Low-ESR

EMV-Maßnahmen (gering)

- Leitungsführung
- Eingangsfilter

Kaskadierung möglich – multiphasig – verbessert den Wirkungsgrad und ermöglicht jeweils kleinere Bauteile

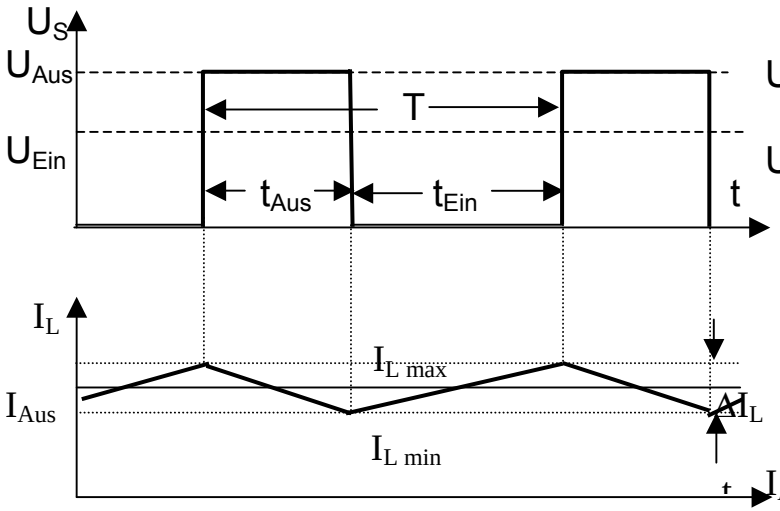
Der Aufwärtswandler, Boost-Converter, nicht isoliert

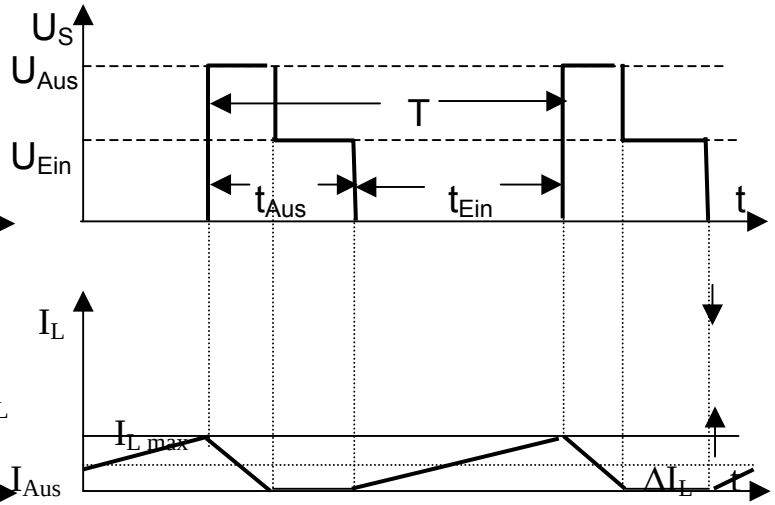


Der Aufwärtswandler wandelt eine einer niedrigeren Spannung in eine höhere Spannung. Der Leistungsschalter wird von einem PWM-Signal angesteuert, das den Schalter entweder in den leitenden oder den sperrenden Zustand versetzt. In der leitenden Phase des Transistors fließt ein hoher Strom I_{tEin} durch die Induktivität. Dadurch wird Sie geladen und speichert Energie. In der sperrenden Phase entlädt sich die Induktivität über die Diode

Wie beim Abwärtsregler ist die Ausgangsspannung vom Verhältnis der Durchlass- und der Sperrzeit des Schalters abhängig.

Strom und Spannungsverlauf **wenn der Ausgangsstrom absinkt**





Die Induktivität begrenzt den Strom bei leitendem Schalter. Wenn der Schalter sperrt, versucht die Induktivität den Stromfluss aufrecht zu erhalten und entlädt sich mit einer höheren Spannung auf die Ausgangskapazität. Der höhere Spannungsimpuls wird von der Ausgangskapazität gespeichert. Die Diode verhindert den Rückfluss.

Das Verhältnis von Ein- und Ausgangsspannung ist abhängig von den Zeitverhältnissen zu denen der Schalter leitet oder sperrt und ist frequenzunabhängig

Vorteile

Dieser Wandlertyp ist die einfachste Topologie mit einer sehr geringen Anzahl von Bauelementen, wenn man eine höhere Spannung erzeugen möchte. Je nach Auswahl der Bauteile kann der Wandler mit Frequenzen von einigen Hertz bis zu einigen Megahertz betrieben werden. Für Leistungen von einigen Watt kann der Wandler eingesetzt werden, um bis zu das zehnfache seiner Eingangsspannung zu erzeugen bei einem Wirkungsgrad bis zu 90%. Für die Steuerung dieses Wandlers reicht ein einziges pulsbreitenmoduliertes Rechtecksignal, das je nach Bedarf entweder mit einer festen oder variablen Frequenz erzeugt werden kann. Es sind zahlreiche Regler verfügbar, die sich nicht nur auf die Erzeugung eines geeigneten Taktsignals begrenzen, sondern auch eine Regelung des Ausgangsstroms (current mode) oder der Ausgangsspannung (voltage mode) ermöglichen. Diese Topologie eignet sich gut für eine „peak-power“ Unterstützung. Die Leistung kann ungehindert durch die Induktivität und die Diode fließen, ohne dass sie explizit geregelt oder geschaltet werden muss.

Nachteile

Da dieser Wandler eine Speicherdrossel (Induktivität) verwendet, ist eine Entkopplung von Ein- und Ausgangsspannung nicht möglich => Sperrwander/FlyBack. Der Leistungsschalter wie auch die Diode und der Ausgangskondensator müssen für das zwei bis dreifache der Ausgangsspannung ausgelegt werden, da hohe Spannungsimpulse während des Betriebs auftreten. Um diese Spannungsimpulse so zu glätten, dass nur eine geringe Restwelligkeit am Ausgang anliegt, muss die Ausgangskapazität großzügig dimensioniert sein. Statistiken besagen, dass die Alterung der Ausgangskondensatoren der Hochsetzsteller die häufigste Ursache für den Ausfall moderner Fernsehgeräte sind. Ein weiterer Nachteil dieser Topologie ist, dass sich keine abschaltbaren Bauelemente im Kurzschlussweg befinden. Man hat so im Fehlerfall nicht die Möglichkeit, den Ausgangstrom zu begrenzen. Es ist darauf zu achten, dass der Wandler nicht unbelastet arbeitet. Ohne Last steigt die Spannung an der Ausgangskapazität stetig an, wenn dies nicht durch einen Kontrollmechanismus begrenzt wird.
Mit peak-power Unterstützung ist gemeint, dass der Wandler ein Vielfaches seiner Nennleistung für eine kurze Zeit abgeben kann.

Berechnungsgrundlagen Aufwärtswandler:

Die niedrigste Ausgangsspannung ist die Eingangsspannung

Wobei	U_{Aus} = Ausgangsspannung	V	I_{AusMin} = minimaler Ausgangsstrom		A
	U_{Ein} = Eingangsspannung	V	T = Schwingungsdauer T = $t_{Ein} + t_{Aus}$		s
	ΔU = Welligkeit, Ripple	V	L = Induktivität der Speicherdrossel		H
			C = Kapazität der des Glättungskondensators		F

Die Drossel wird so gewählt, dass $I_{A\,Min}$ nicht unterschritten wird!

$$L := T\left(1 - \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}}\right) \cdot \frac{U_{Ein}^{2}}{2 \cdot I_{AusMin} \cdot U_{Aus}}$$

Minimaler Wert der Drossel in der Praxis min. 25 % zugeben

$$H, \frac{Vs}{A}$$

Die Ausgangsspannung in V und der Ausgangsstrom in A ist dann folgendermaßen definiert:

$$U_{Aus} := \frac{t_{Ein} + t_{Aus}}{t_{Aus}} \cdot U_{Ein}$$

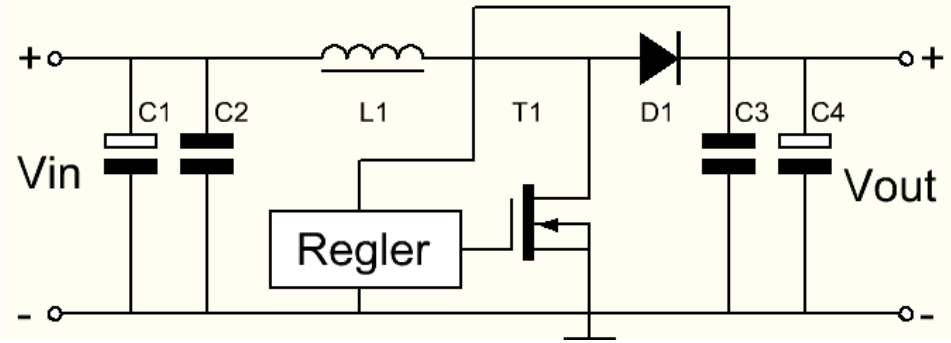
$$I_{AusMin} := \frac{U_{Ein}^{2}}{U_{Aus}} \cdot \left(1 - \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}}\right) \cdot \frac{T}{2 \cdot L}$$

Der Glättungskondensator C bestimmt die Welligkeit der Ausgangsspannung

$$C \approx \frac{T \cdot I_{AusMin}}{\Delta U_{Aus}}$$

$$F, \frac{As}{V}$$

Kommentar:
Die Ausgangsspannung stellt sich proportional zum Tastverhältnis in % ein (verlustfrei). $U_{Out} = U_{In} * TV/T_{Aus}$; $I_{Out} / I_{In} = U_{In} / U_{Out}$



Hauptsächliche Verluste:

- Fet - RDSon
- Drossel - DC-Strom, Hysterese,
- Diode - Shottky
- Kondensator - ESR
- Layout - EMV-gerechtes Design
- Snubber - Induktionsspannung

Der Boost-Converter besteht im Prinzip aus 5 Bauteilen:

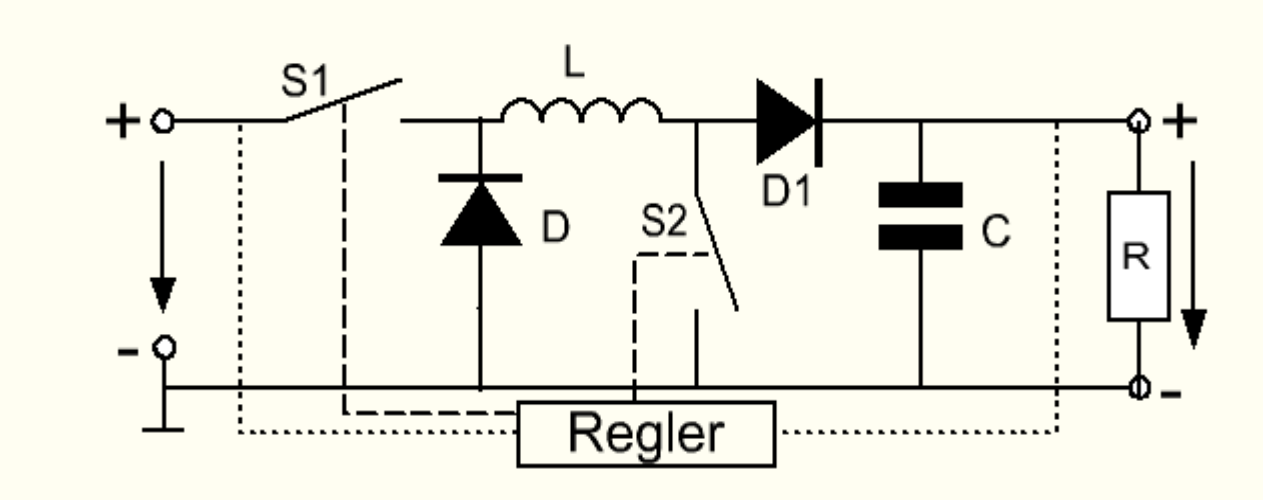
- Regler PWM-Ausgang
- FET kleiner RDSon
- Diode Schnell, fast recouvery
- Drossel DC-tauglich
- Kondensator Low-ESR

EMV-Maßnahmen (mittel)

- Leitungsführung
- Eingangsfilter
- Induktionsspannung am FET begrenzen

Kaskadierung möglich – multiphasig – verbessert den Wirkungsgrad und ermöglicht kleinere Bauteile

Der Auf-/Abwärtswandler, Buck-Boost-Converter



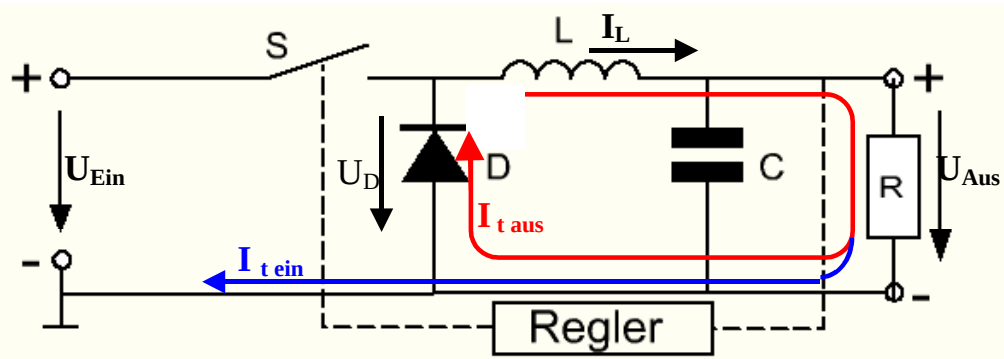
Im Auf-/Abwärtswandler sind beide Topologien integriert. Der Regler steuert je nach Spannungsvergleich die einzelnen Schalter

$U_{Ein} > U_{Aus}$ Schalter S2 ist offen
Funktion als Abwärtswandler, das Takten erfolgt über S1

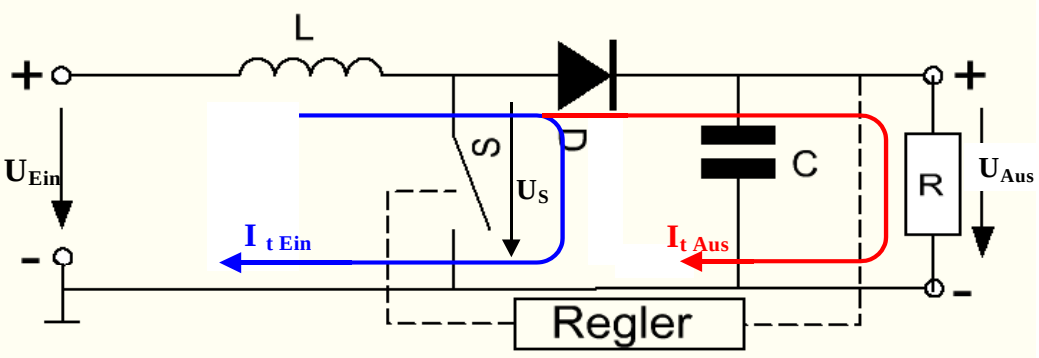
$U_{Ein} < U_{Aus}$ Schalter S1 ist geschlossen
Funktion als Aufwärtswandler, das Takten erfolgt über S2

Zusätzlich zur Spannungsregelung lässt sich auch eine sinusförmige Stromaufnahme ermöglich (EMV).

Abwärtswandler

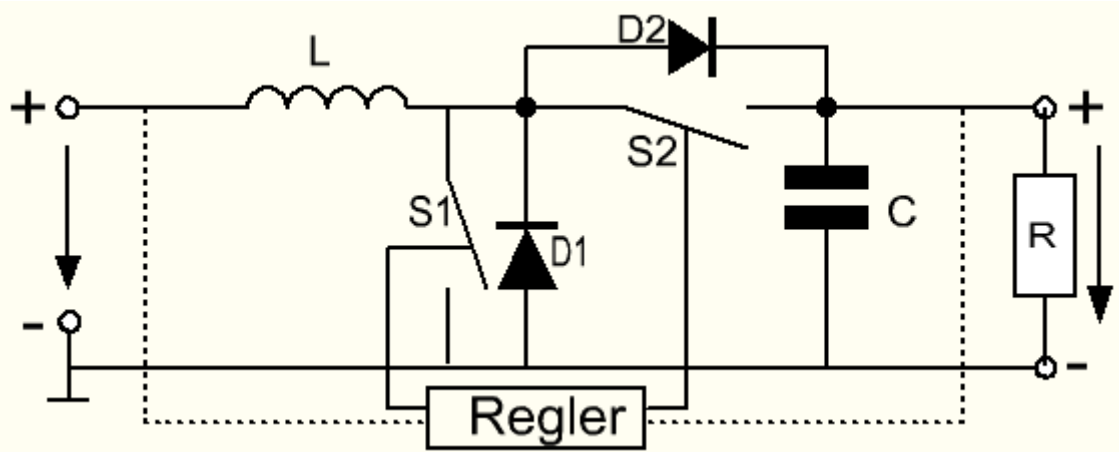


Aufwärtswandler



Die Werte von Drossel und der Kapazität sind Kompromisslösungen
Als Berechnungsgrundlage dienen die Vorgaben vom Abwärts- und Aufwärtswandler.
Je nach Applikation dominiert eine Version. Der Regler muss zur Applikation passen, da mehrer Interpretationen möglich!

Eine weitere Interpretation des Auf-/Abwärtswandlers
Synchrounus Boost Regulator



Wenn die Diode von dem Ab- oder Aufwärtswandler durch einen Leistungsschalter ersetzt wird, kommt es zu dieser Interpretation. Je nachdem welche Seite dieses Vierpols als Ein- oder Ausgangsseite deklariert wird, kann man eine der vorherigen Topologien erkennen. Die Begriffe Ein- oder Ausgang treffen hier nur noch bedingt zu, da der Energiefluss in beide Richtungen erfolgen kann. Die Diode in den vorherigen Topologien hatte zwar den Vorteil das sie sich selbst ein- und ausschaltet, lässt aber eine Wandlung in nur eine Flussrichtung zu. Wenn man die Diode durch einen Leistungsschalter ersetzt, muss man diesen mit einem zusätzlichen PWM-Signal ansteuern. Die Leistungsschalter werden im Gegentakt betrieben. Das bedeutet, wenn der eine leitet, sperrt der andere und das auch umgekehrt. Das Pulsbreitenverhältnis der Schalter stellt das Verhältnis der Ein- und Ausgangsspannung ein. Ändert sich darüber hinaus das Verhältnis der beiden Spannungen, wird der Auf-/Abwärtswandler versuchen, es wieder herzustellen, bzw. die Energie in die daraus resultierende Richtung zu transformieren. Je nach Richtung des Energieflusses arbeitet der Spannungswandler entweder wie der Auf- oder der Abwärtswandler. Im diesem Fall ist die Eingangsseite für eine niedrigere Spannung vorgesehen und die Spannung der Ausgangsseite für eine höhere.

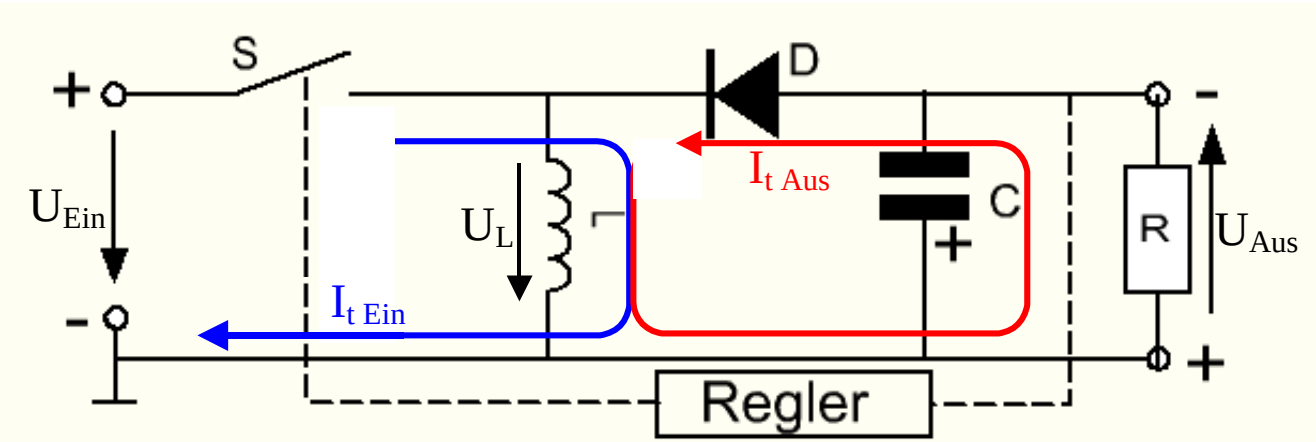
Vorteile

Der Auf-/Abwärtswandler verhält sich genau wie ein Transformator mit dem Unterschied, dass er Gleichspannungen transformiert und das Umsetzungsverhältnis mit dem PWM-Signal steuert bzw. regelt. Diese Eigenschaft macht diesen Wandler besonders attraktiv für Anwendungen, die einen bidirektionalen Energiefluss erfordern. Doppelschichtkondensator-Module können durch solch einen Gleichspannungswandler leicht in schon vorhandene Systeme integriert werden. Im Allgemeinen ist dieser Wandler für elektrische Energiespeicher z.B. batteriebetriebene Geräte sehr geeignet, weil er einerseits während der Entladung die ladungsabhängigen Spannungsverläufe der Energiespeicher stabilisieren kann, und während deren Aufladung die Ladespannung und den Ladestrom begrenzen kann. Der Wirkungsgrad entspricht den vorher behandelten Wandlertopologien. Ein gravierender Vorteil ist, dass eine Leistungsspitze allein von der Induktivität und der oberen Freilaufdiode getragen werden muss.

Nachteile

Da der Wandler den vorherigen Topologien sehr ähnelt, ändern sich auch nicht wesentlich die Nachteile. Der Wandler ist auf der höheren Spannungsseite nicht kurzschlussfest. Er ermöglicht keine galvanische Trennung und alle Halbleiter müssen für die größtmöglichen Spannungen und Ströme ausgelegt werden. Es wird eine große Ausgangskapazität auf der höheren Spannungsseite benötigt. Anders als der Ab- oder Aufwärtswandler sind hier zwei PWM-Signale erforderlich, die im Gegentakt arbeiten. Zwischen beiden Gate-Signalen muss ein Pausenzeit sichergestellt werden, wo keiner der Schalter aktiv ist.

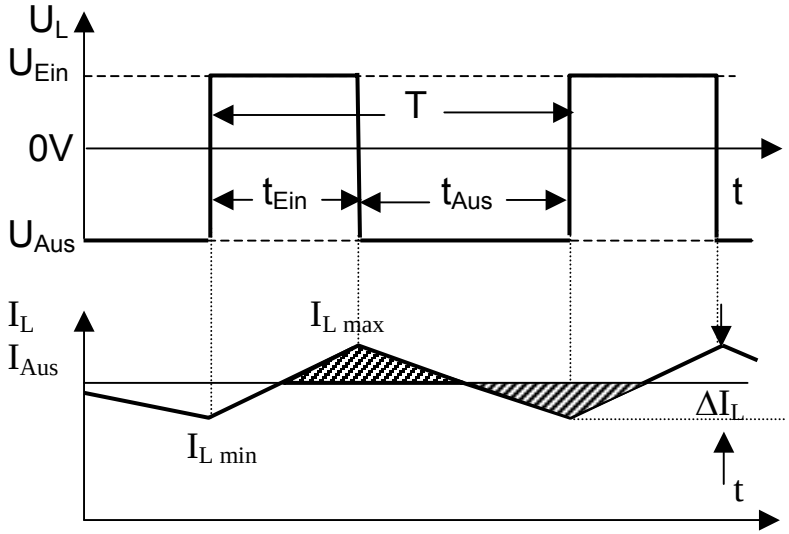
Der Inverter

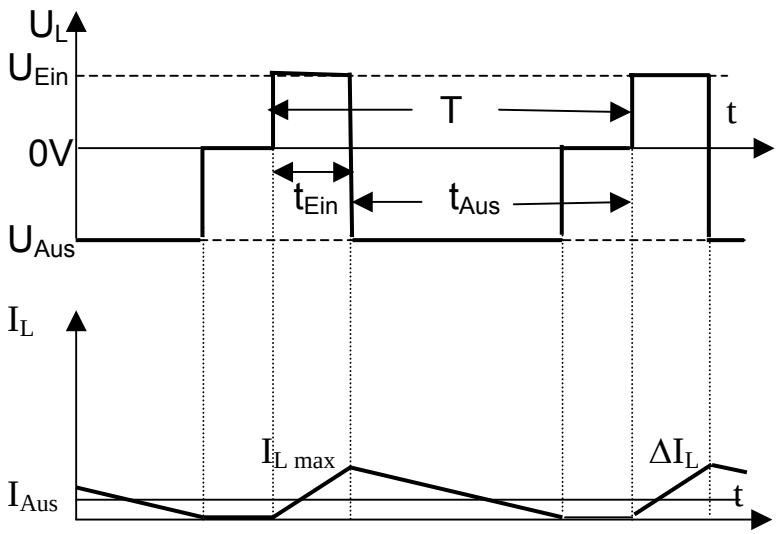


Der geregelte Inverter erzeugt eine polaritätsumgedrehte Gleichspannung. Bei eingeschaltetem Schalter nimmt die Drossel Energie auf. In der Sperrphase gibt die Drossel die Spannung mit ungekehrter Polarität ab. Die Diode leitet den Strom I_{tAus} und lädt den Kondensator. Während t_{Ein} muss die Versorgung durch den Kondensator aufrechterhalten werden.

Wie beim Abwärtsregler ist die Ausgangsspannung vom Verhältnis der Durchlass- und der Sperrzeit des Schalters abhängig.

Strom- und Spannungsverlauf wenn der Ausgangsstrom absinkt





Berechnungsgrundlagen Inverter:

Die Ausgangsspannung ist negativ

Wobei

U_{Aus}	= Ausgangsspannung	V	I_{AusMin} = minimaler Ausgangsstrom	A
U_{Ein}	= Eingangsspannung	V	T = Schwingungsdauer T = $t_{Ein} + t_{Aus}$	s
ΔU	= Welligkeit, Ripple	V	L = Induktivität der Speicherdrossel	H
			C = Kapazität der des Glättungskondensators	F

Die Drossel wird so gewählt, dass $I_{A\,Min}$ nicht unterschritten wird!

$$L := \frac{U_{Ein}^{2} \cdot U_{Aus}}{(U_{Ein} + U_{Aus})^{2}} \cdot \frac{T}{2 \cdot I_{AusMin}}$$

Minimaler Wert der Drossel in der Praxis min. 25 % zugeben

$$H, \frac{Vs}{A}$$

Die Ausgangsspannung in V und der Strom in A ist dann folgendermaßen definiert:

$$U_{Aus} := \frac{t_{Ein}}{t_{Aus}} \cdot U_{Ein}$$

$$I_{AusMin} := \frac{U_{Ein}^{2} \cdot U_{Aus}}{(U_{Ein} + U_{Aus})^{2}} \cdot \frac{T}{2 \cdot L}$$

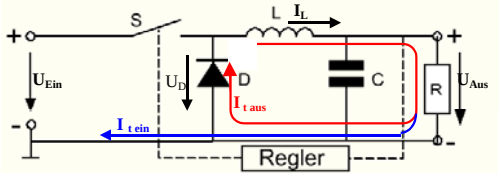
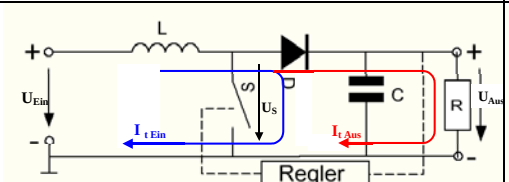
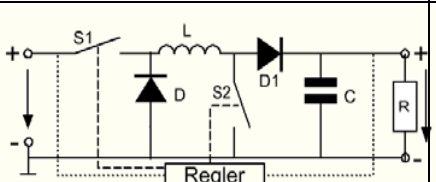
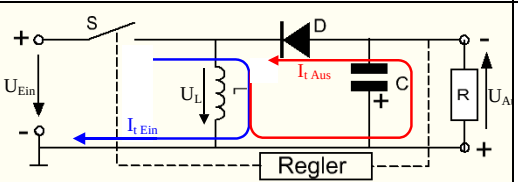
Der Glättungskondensator C bestimmt die Welligkeit der Ausgangsspannung

$$C \approx \frac{T \cdot I_{AusMax}}{\Delta U_{Aus}}$$

$$F, \frac{As}{V}$$

Gegenüberstellung dieser Grundprinzipien

Grundsätzlich sind die EMV-Probleme gering

Abwärtswandler	Aufwärtswandler	Auf-/Abwärtswandler	Inverter	Einheit
				
$U_{Aus} := \frac{t_{Ein}}{t_{Ein} + t_{Aus}} \cdot U_{Ein}$	$U_{Aus} := \frac{t_{Ein} + t_{Aus}}{t_{Aus}} \cdot U_{Ein}$	Kompromiss zwischen Abwärtswandler und Aufwärtswandler	$U_{Aus} := \frac{t_{Ein}}{t_{Aus}} \cdot U_{Ein}$	V
ΔU				
$I_{AusMin} := \left(1 - \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}}\right) \cdot \frac{T \cdot U_{Aus}}{2 \cdot L}$	$I_{AusMin} := \frac{U_{Ein}^2}{U_{Aus}} \cdot \left(1 - \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}}\right) \cdot \frac{T}{2 \cdot L}$		$I_{AusMin} := \frac{U_{Ein}^2 \cdot U_{Aus}}{(U_{Ein} + U_{Aus})^2} \cdot \frac{T}{2 \cdot L}$	A
ΔI				
$L := T\left(1 - \frac{U_{Aus}}{U_{Ein}}\right) \cdot \frac{U_{Aus}}{2 \cdot I_{AusMin}}$	$L := T\left(1 - \frac{U_{Ein}}{U_{Aus}}\right) \cdot \frac{U_{Ein}^2}{2 \cdot I_{AusMin} \cdot U_{Aus}}$		$L := \frac{U_{Ein}^2 \cdot U_{Aus}}{(U_{Ein} + U_{Aus})^2} \cdot \frac{T}{2 \cdot I_{AusMin}}$	$H, \frac{Vs}{A}$
$C := \left(1 - \frac{U_{Aus}}{U_{Ein}}\right) \cdot \frac{T^2 \cdot U_{Aus}}{8 \cdot L \cdot \Delta U_{Aus}} = \frac{T \cdot I_{Ausmin}}{4 \cdot \Delta U_{Aus}}$	$C \approx \frac{T \cdot I_{AusMin}}{\Delta U_{Aus}}$		$C \approx \frac{T \cdot I_{AusMax}}{\Delta U_{Aus}}$	$F, \frac{As}{V}$
Gate hochgesetzt Hoher Wirkungsgrad Tastverhältnis bis 1,=> U_e=U_a	Guter Wirkungsgrad	1 Gate hochgesetzt Guter Wirkungsgrad	Gate hochgesetzt Guter Wirkungsgrad Restwelligkeit	

Zusatzbemerkungen

Die Induktivität der Speicherdrossel muss so groß sein, dass I_{OutMin} nicht unterschritten wird.
Hier ist ein Kern mit Luftspalt bzw. auch Eisenpulverkerne o. ä nötig.

Mit der Taktfrequenz bzw. Schwingungsdauer T (1/f) muss folgendes beachtet werden:

Mit ansteigender Taktfrequenz:
- Die Induktivität L wird kleiner
- Die Ansprüche an den Schalttransistor werden höher
- Die Ansteuerschaltung wird anspruchsvoller
- Die dynamischen Schaltverluste nehmen proportional zu
- Das Kernmaterial muss für wesentlich höhere Taktfrequenzen ausgelegt sein
  f = 1 /2 * minimale Impulsbreite
- Taktfrequenzen von 40 kHz bis 1 MHz sind je nach Applikation realisierbar
- Darüber hinaus ist es möglich, wird aber schaltspannungs- und stromabhängig mitunter sehr anspruchsvoll.

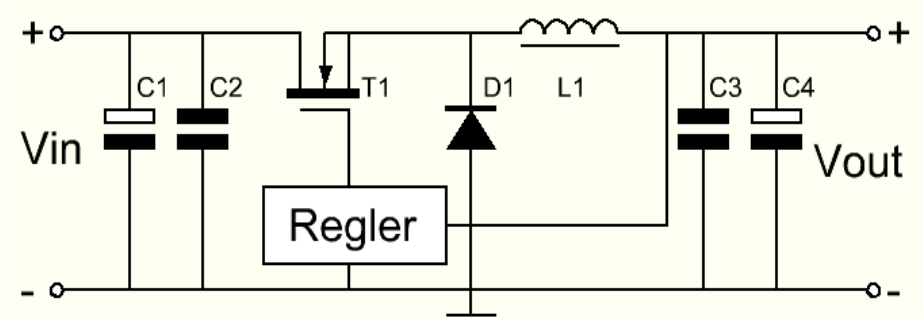
Beim Glättungskondensator C ist mit ansteigender Taktfrequenz zu beachten, dass ESR-arme Typen verwendet werden. Möglichst niedriger Reihenwiderstand und Serieninduktivität. Das kann auch erreicht werden, wenn mehrere Elcos und Keramikkondensatoren parallel geschaltet werden. Zugleich ist darauf zu achten, dass kurze Wege designed werden – niederohmige und niederinduktive Leitungsverbindungen => ESR = R + R_S+R_L
Auch die Versorgungsspannung U_{Ein} muss durch einem Kondensator mit niederen ESR gepuffert sein. Dieser Widerstand geht in den Wert des sekundären Ripples direkt ein.

Die verwendeten Schaltregler können folgende Features haben:

Pulsweitenmodulation	Standard
Frequenzhopping	Leistungsabhängige Frequenzanpassung 130kHz => 30kHz
Frequenzsteuerung	kommt selten vor
Jitter	verbessert EMV-Messausdruck, verbessert nicht die EMV-Emmission!
Pulsaussetzer	Wartezyklen, wenn keine Energie gebraucht wird

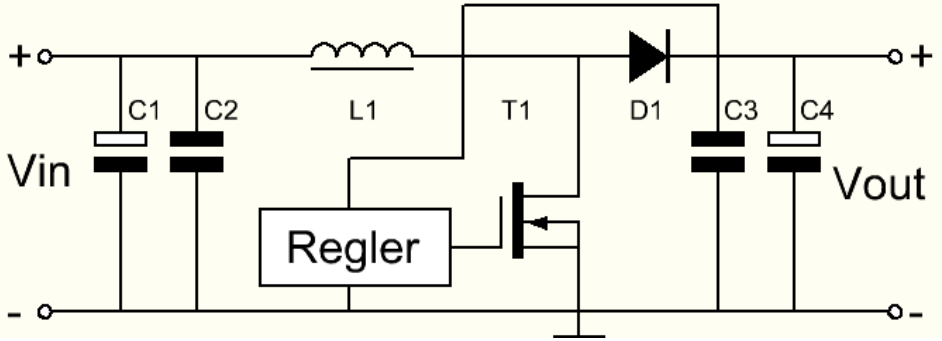
Weitere Interpretationen dieser Topologie

Abwärtswandler, Buck-Converter



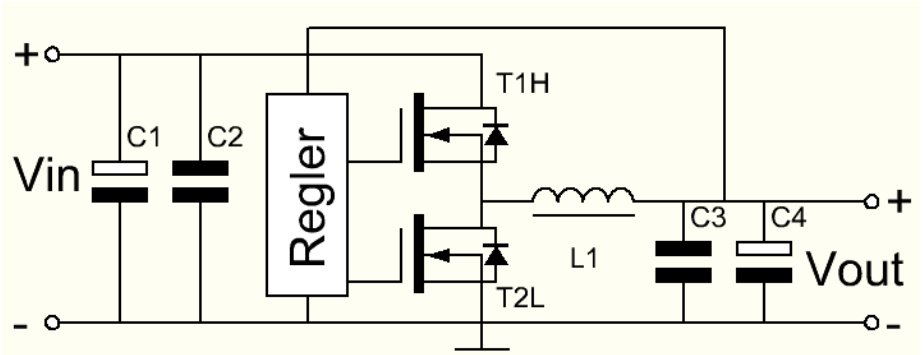
$V_{IN} > V_{OUT}$ Wirkungsgrad η > 90% möglich

Aufwärtswandler, Boost-Converter



$V_{OUT} \geq V_{IN}$ Wirkungsgrad η = 90% möglich

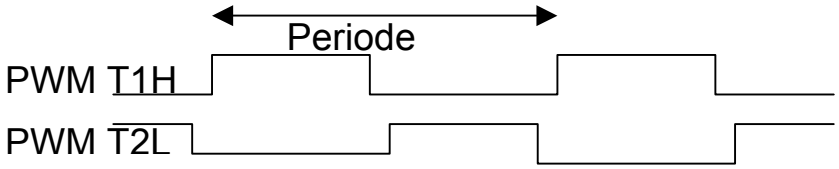
Synchroner Abwärtswandler, synchron Buck-Converter



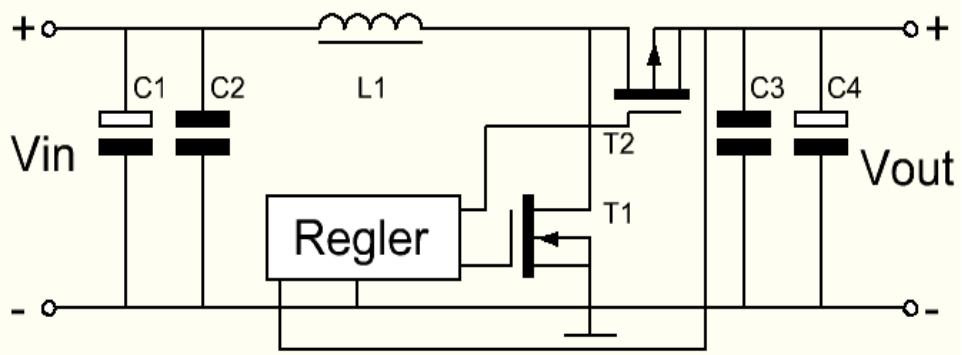
effektiver als Standard-Abwärtswandler

Wirkungsgrad η > 90% möglich

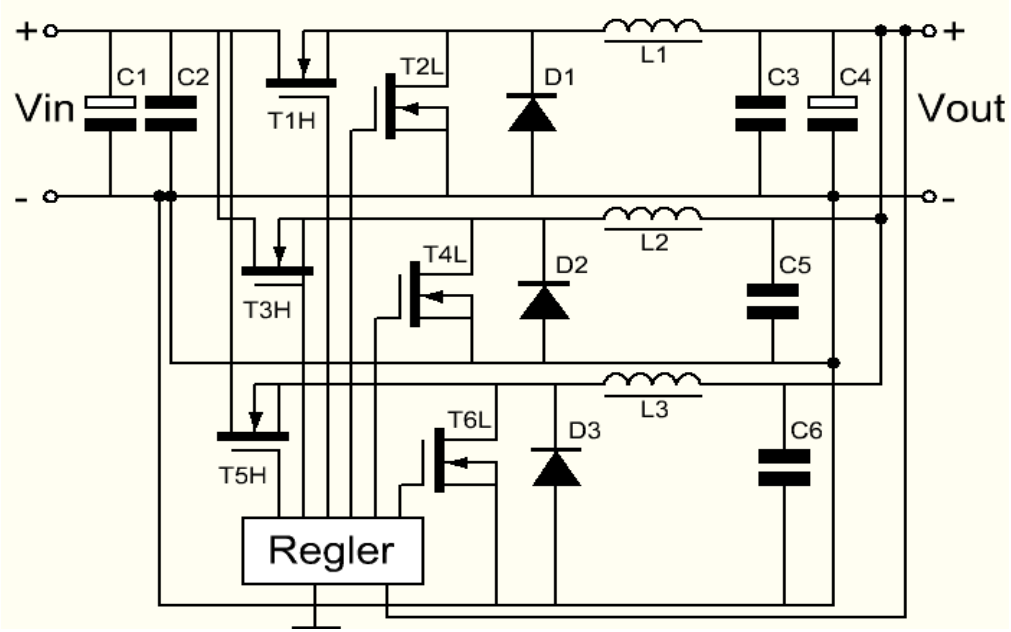
Timingverhalten

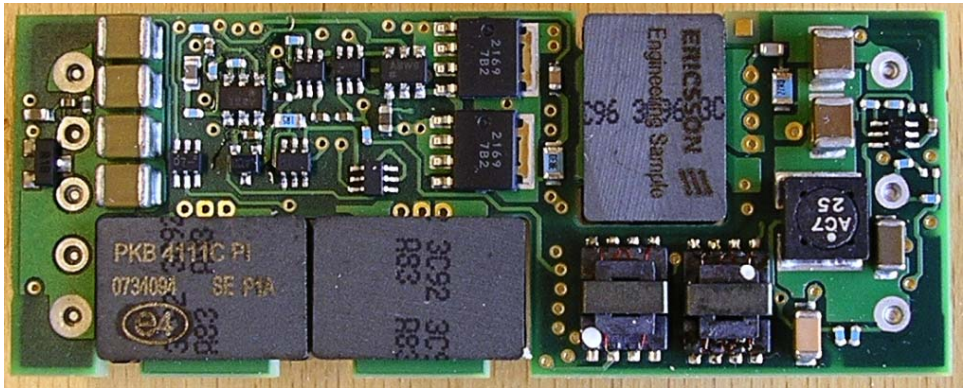


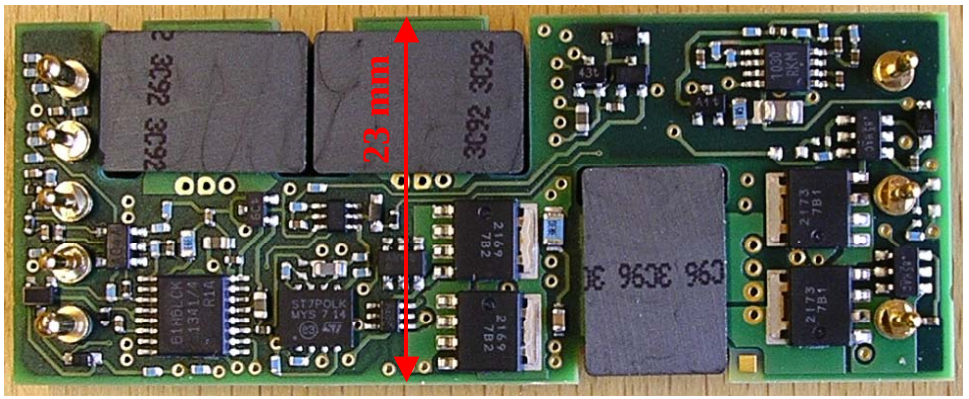
Synchroner Aufwärtswandler, synchronous Boost-Converter

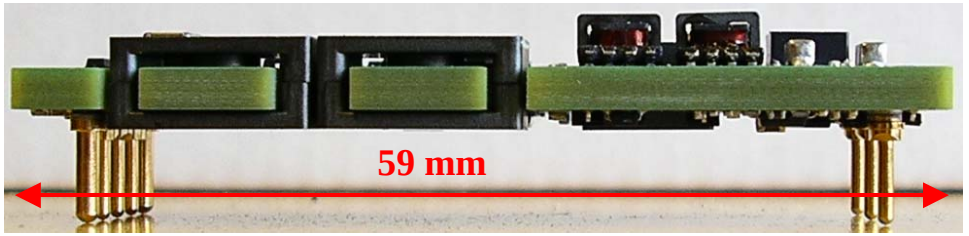


Synchroner Abwärtswandler, synchron Buck-Converter
Mehrphasenwandler

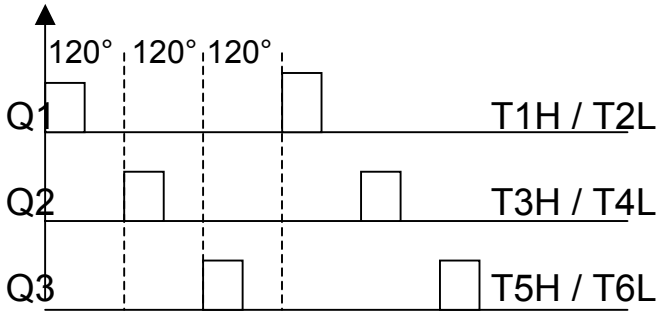








Phasenverschobene Gate-Ansteuerung



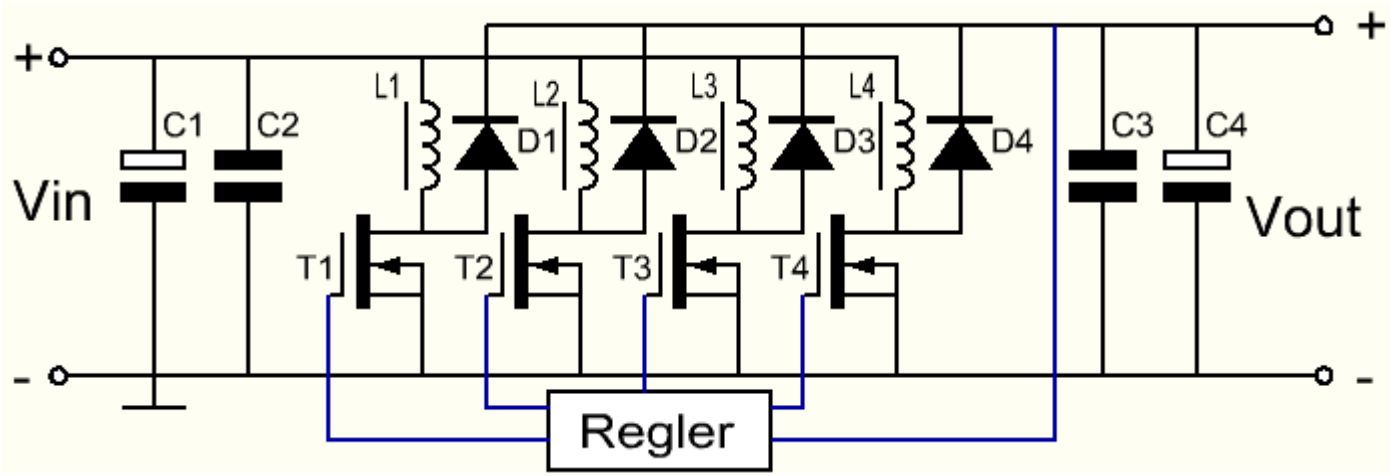
Warum?
Kleinere Leistung
pro Phase
kleinerer Strom
über die Halbleiter
kleinere Induktivitäten
kleinerer Ripple
f_{Osz} quasi * 3
Aber mehr Bauteile

U_{In} (V)	U_{Out} (V)	I_{Out} (A	P_{Out} (W)	η (%)
36-75 V	5 V	28 A	140 VA	>90%

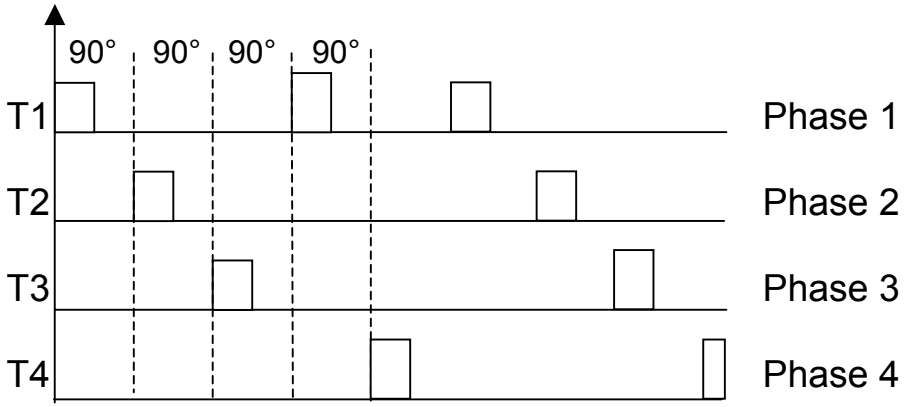
Herstellerdaten: Ericsson PKB-C / 7 Layer

attempo

Aufwärtswandler, Boost-Converter
Mehrphasenwandler



Phasenverschobene Gateansteuerung 4 x 90°



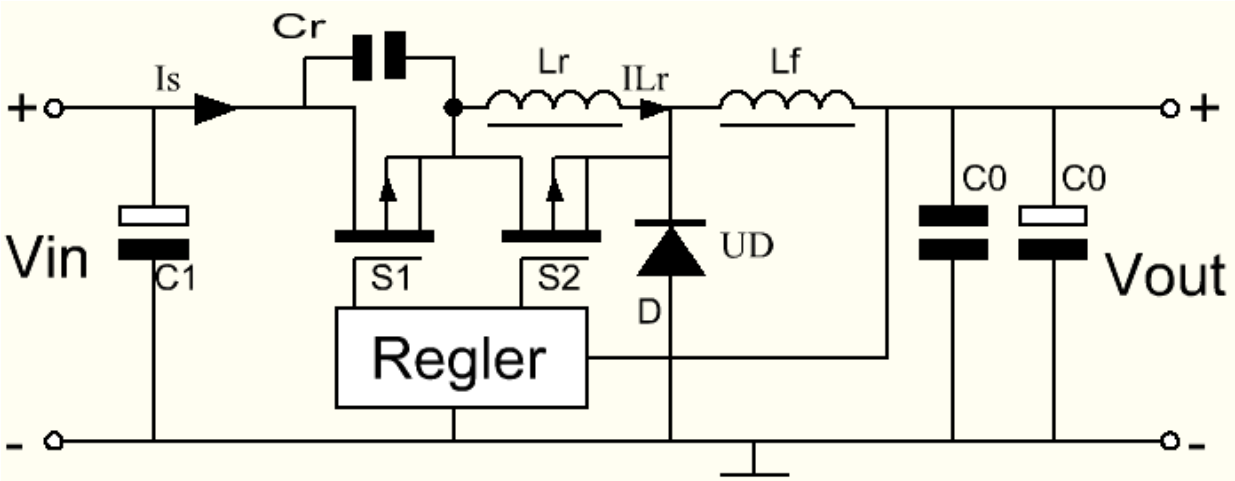
Beim Parallelbetrieb von Auf- oder Abwärtswandlern wird ein sehr unsymmetrisches Schaltverhalten erzeugt. Hierbei treten durch das gemeinsame Schalten hohe Spannungs Stromspitzen auf, da alle Wandlermodule gleichzeitig schalten.

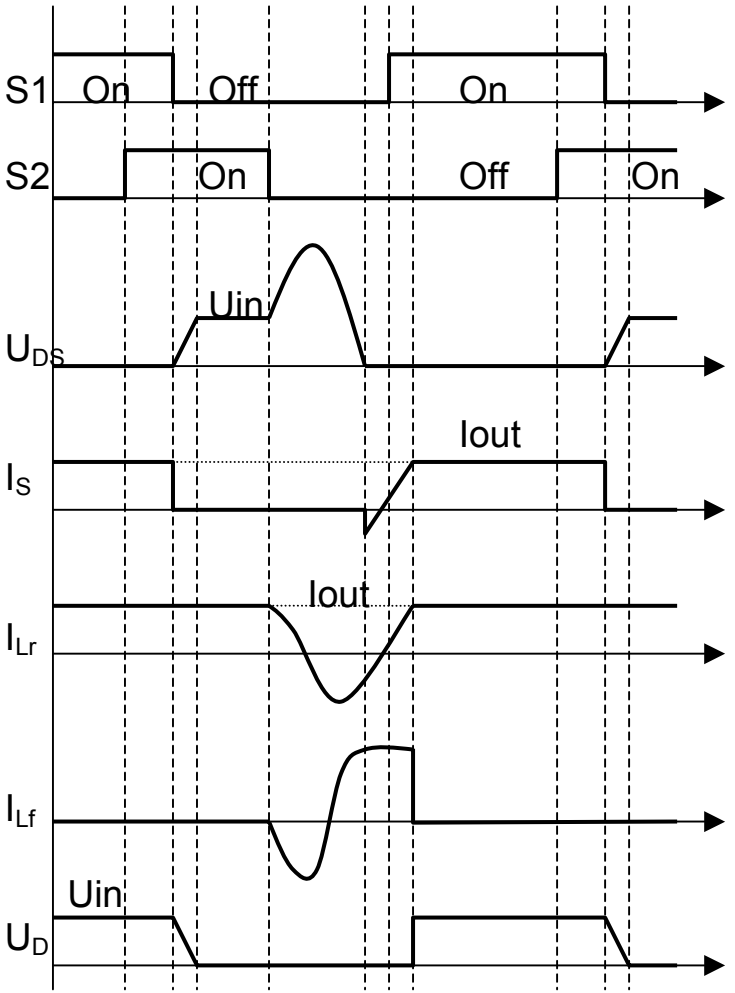
Bei phasenverschobener Ansteuerung gibt es einen quasi höherfrequenten Spannungsverlauf. Dadurch können kleinere Kapazitäten und Induktivitäten verwendet werden. Die Halbleiter werden weniger belastet.
Ein wesentlich höherer Wirkungsgrad ist erreichbar. Bei der links gezeigten Version ist keine Charge Pump für die Gateansteuerung nötig. Bei der synchronen Ansteueung mit 2 Fets/Modul allerdings schon.

Regler und Controller für synchrone Boost- oder Back-Boost-Converter sind mittlerweile verfügbar

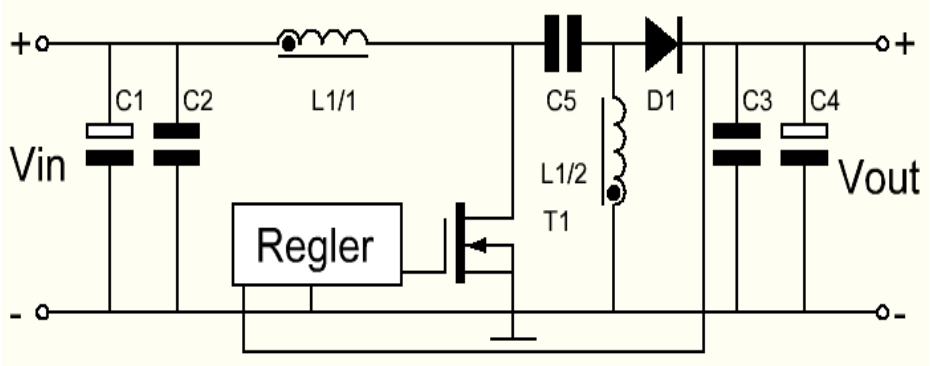
Das SEPIC-Prinzip für kleinere Leistungen ist auch eine interessante alternative als Multiphasenwandler

ZVS Zero-Valtage Converter Abwärtswandler Back-Converter



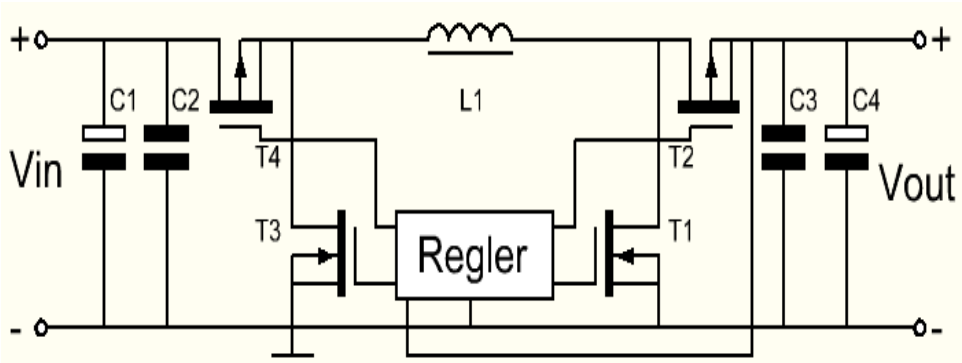


SEPIC Unitrode (DN-48)/Linear Technology
Single **E**nded **P**rimary **I**nductor **C**onverter



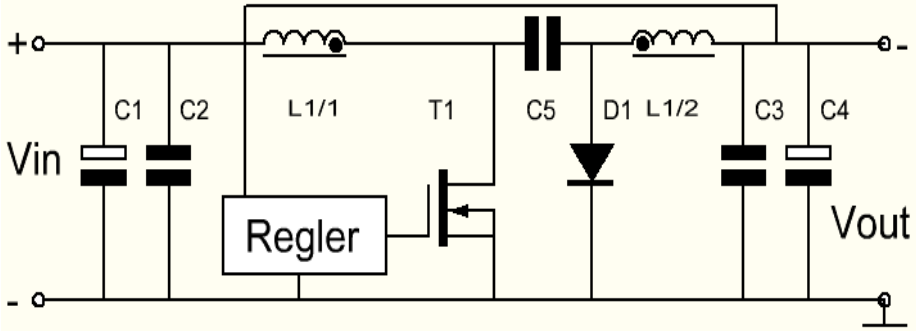
Auf-Abwärtsregelung möglich

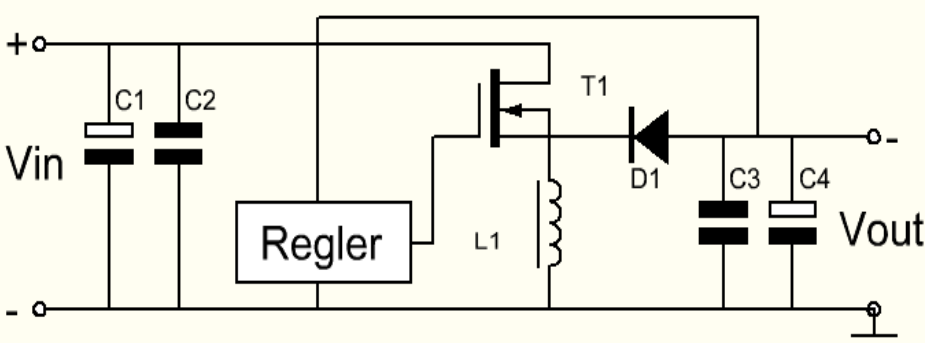
Synchroner Auf-/Abwärtswandler,
Synchronous Buck/Boost



bessere Regelung als SEPIC

Inverter

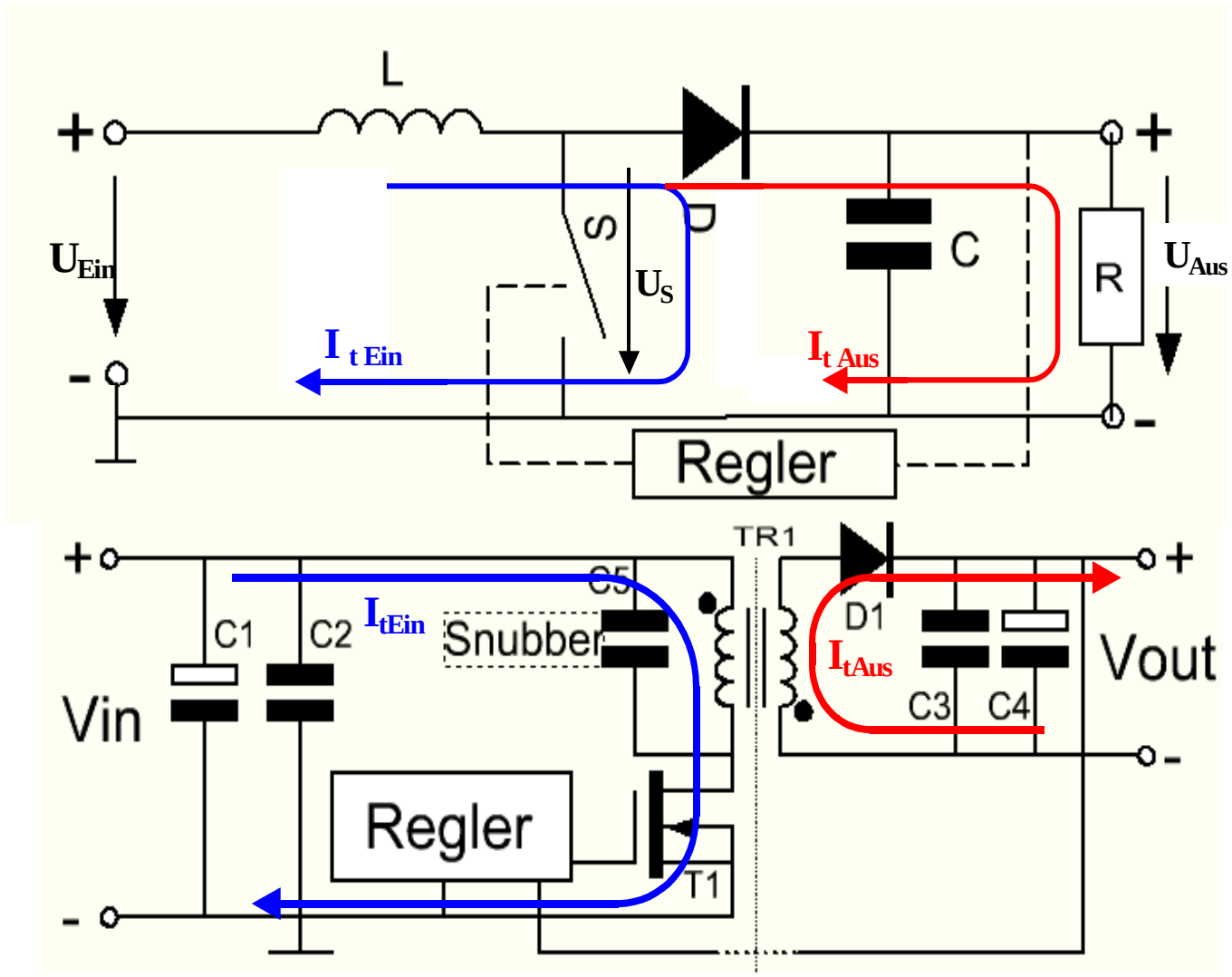




bessere EMV-Daten möglich

Der Sperrwandler, Fly Back

Der Sperrwandler im Prinzip ist ein Aufwärtswandler, ein Step Up Converter



Es sind 3Zustände möglich:

1 Schalter ein, Dode aus
2 Schalter aus, Diode aus
3 Schalter aus, Diode ein

Beim Einschalten wird die Induktivität direkt mit der Spannung beaufschlagt. Dies bewirkt einen linearen Anstieg des Stromes, ausgehend von 0. (Discontinues)

$$I_{Lon} := \frac{U_{Ein} \cdot t_{on}}{L_{Prim}}$$

Die Energie wird in der Induktivität gespeichert. Der Betrag der gespeicherten Energie muss größer sein als die benötigte Energie der Last.

$$P_{Storage} > \tfrac{1}{2}\, L\, I^2_{peak} / t_{on}$$

Beim Abschalten wird durch die Schaltverzögerung der Diode eine Induktionsspannung erzeugt. **U = dI/dt**

Erst danachgelangt die gespeicherte Energie über die geklemmte Diode an V_{out}. Der Trafo wird durch eine fallende Stromrampe entladen.

$$I_{Loff} := \frac{(U_{Out} - U_{In}) \cdot t_{off}}{L_{Sek}}$$

attempo

Spannungs- und Stromverlauf

des Sperrwandlers

Oben: Discontinuous mode
Dreiecks- oder lückender Modus
Der Strom fällt immer wider auf 0 zurück.

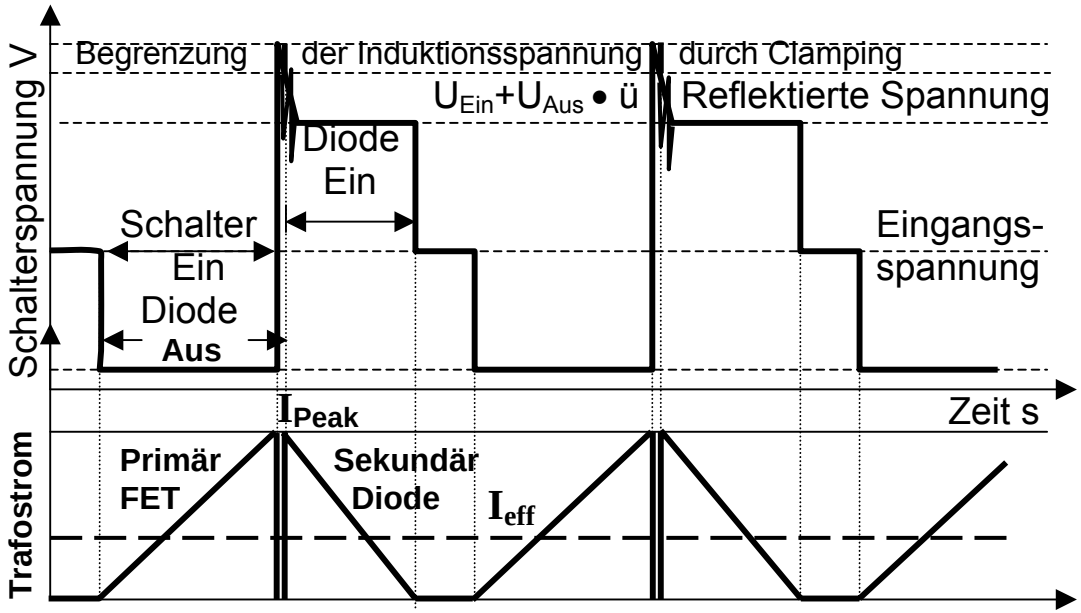
Unten : Continuous mode
Im Trafo ist ein konsequenter Fluß/Strom.
Der Strom fällt im Prinzip nicht auf 0 ab.

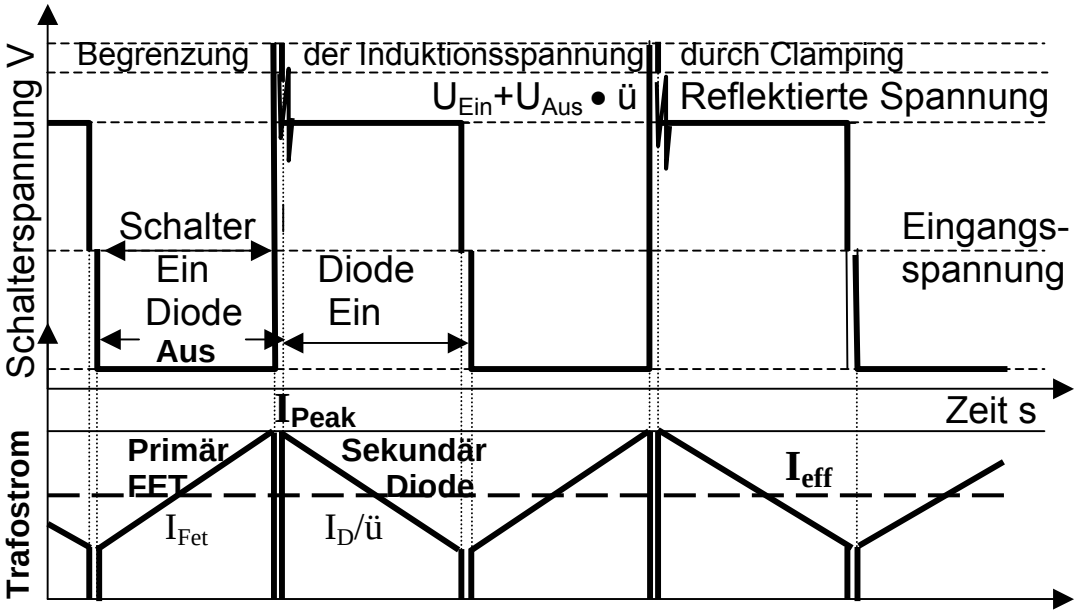
Die Größe der Induktivität L, das Taktverhältnis tv und die Frequenz f entscheidet über die Auswahl der Modi.
Der Trafo ist gleichzeitig die Speicherdrossel => Größe.
Die reflektierte Spannung am Fet wird durch das Übersetzungsverhältnis des Tafos und indirekt über das Taktverhältnis tv (Schalter t_{ein}/t_{aus}) bestimmt.
Dadurch ist beim Sperrwandler das Übersetzungsverhältnis n und das Taktverhältnis tv durch die Sperrspannung des Fet begrenzt:

Übersetzungsverhältnis: $$n := \frac{N_{Prim}}{N_{Sec}} = \sqrt{\frac{L_{Prim}}{L_{Sec}}}$$

Reflektierte Spannung
Spannung am Schalter, Fet: $$U_{Fet} := n \cdot U_{Out} + U_{ein}$$

Weiterhin gilt: $$U_{Fet} := n \cdot U_{Out} + U_{ein} \cdot \left(1 + \frac{t_{ein}}{t_{aus}}\right)$$





Der Sperrwandler ist die einfachste Topologie unter den Wandlern mit Potentialtrennung, die einen Speichertransformator zur Energieübertragung benutzen. Die Energie wird zwar auch wie bei der Speicherinduktivität im Trafo gespeichert, aber die Primärseite ist für das Laden der Induktivität zuständig und die Sekundärseite für das Entladen. Der Schalter wird wie bei den vorherigen Topologien von einem PWM-Signal angesteuert. Im leitenden Zustand wird der Trafo über die Primärseite geladen – im gesperrten Zustand über Sekundärseite entladen. Die Energieübertragung erfolgt in der sperrenden Phase des Schalters. Die Höhe der Spannung am Ausgang des Wandlers wird einerseits durch das Tastverhältnis (0%-70%) und durch das Wicklungsverhältnis (N_1/N_2) des Übertragers bestimmt.

Vorteile

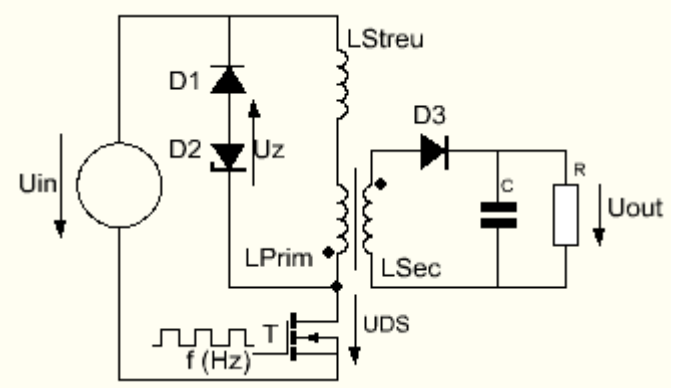
Dieser Typ ist ideal für Spannungswandler mit mehreren Ausgangsspannungen. Eine weiter Ausgangsspannung erfolgt einfach durch eine zusätzliche Wicklung auf dem Übertrager. Aus diesem Grund ist diese Topologie sehr beliebt. Der Wandler benötigt nur einen Schalter für die Primärseite und eine Diode für jede Ausgangspannung. Wie bei allen Spannungswandlern mit Transformator ist hier eine galvanische Trennung von Ein- und Ausgangsspannung leicht möglich.

Nachteile

Wegen der Schaltfrequenzen (10 kHz -1MHz) muss auf Wirbelstromverluste im Ferrit und Draht geachtet werden. (Skin- und Proximity-Effekt). Die EMV-Problematik muss im Design beachtet werden.

Die Steuinduktivität

Beim Sperrwandler ist die Streuinduktivität von besonderer Bedeutung. Sie ist nicht an die Sekundärseite gekoppelt und kann dadurch, die in ihr gespeicherte Energie, in der Sperrphase des Transistors nicht dahin abgeben. Die Energie, und dadurch die Spannungsspitze an L_{Streu} beim Abschalten von T muss durch einen zusätzlichen Löschkreis begrenzt werden. Ansonsten würde sie als Sperrspannung an T anliegen und zur Zerstörung des Transistors führen. Die in der Leitphase in der Streuinduktivität gespeicherte Energie muss also in der Sperrphase in der „Zenerdiode“ in Wärme umgesetzt werden. Hier ist zusätzlich die reflektierte Ausgangsspannung zu beachten!



Bedingung:

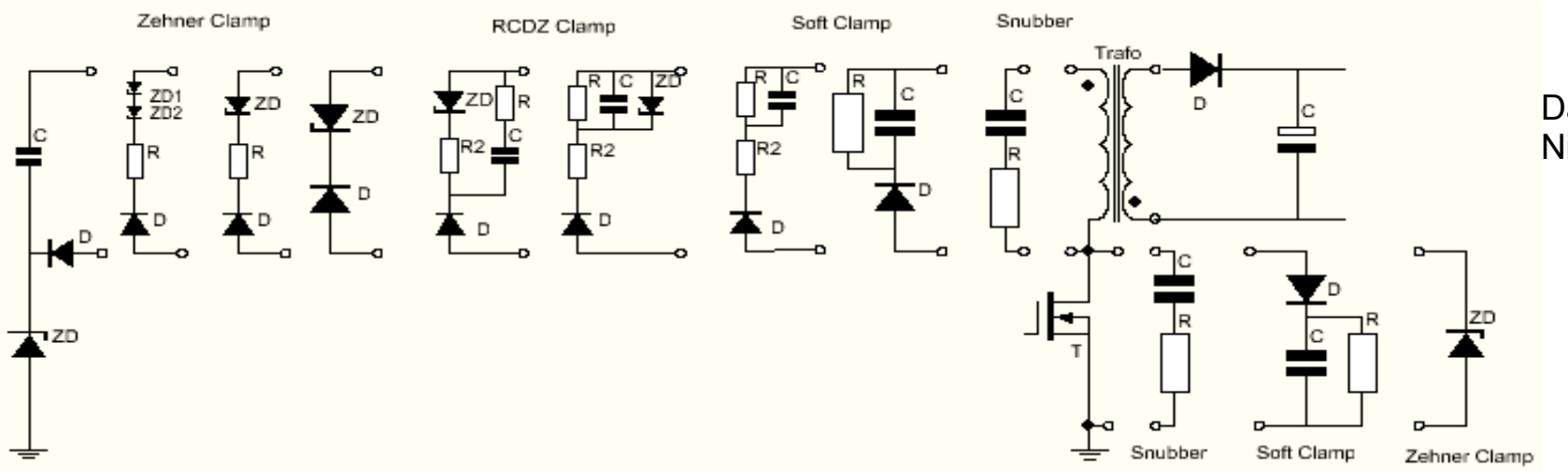
$$U_{D2} := U_Z > n \cdot U_{Out} + U_{in} \quad \text{wobei } n := \frac{N_{Prim}}{N_{Sec}} = \sqrt{\frac{L_{Prim}}{L_{Sec}}}$$

Dieses Verhalten kann je nach Applikation ein größeres Problem darstellen. Deshalb muss hier auf kleine Streuinduktivitäten im Trafo geachtet werden.

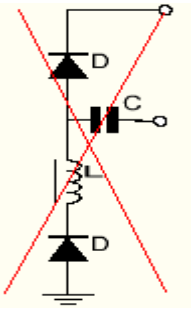
Clamping- und Snubber-Schaltungen

Bei kleinen Transformatoren mit verhältnismäßig geringen Streuungen (Energiegehalt) sind die Soft-Clamping- und Snubber-Schaltungen zumeist ausreichend. Ansonsten werden andere Löschkreise benötigt.

Hier sind einige Beispiele aufgeführt:



Das ist ein Schwingkreis!
Nicht verwendbar!



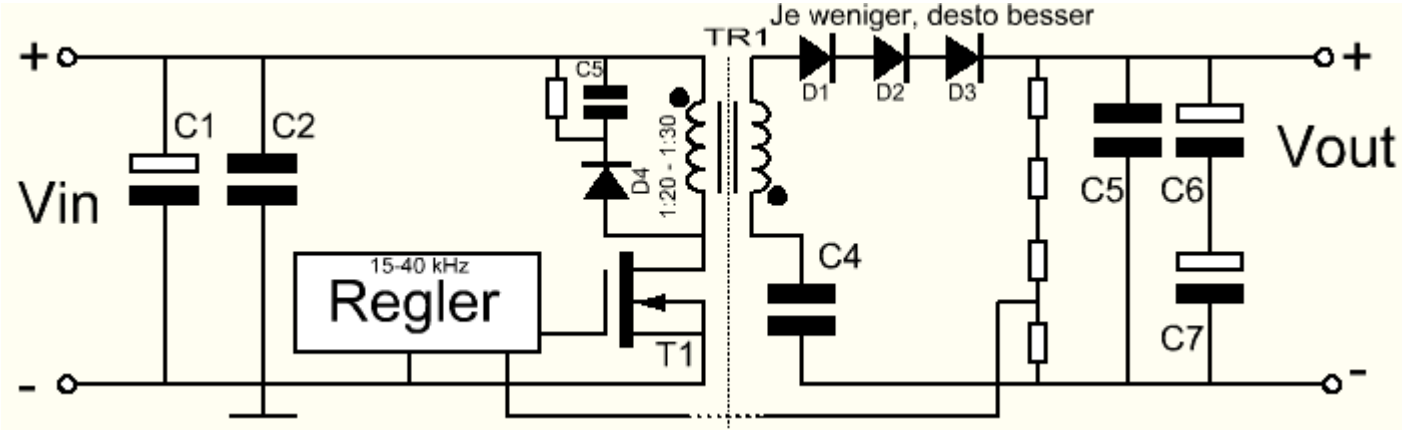
Eine eindeutige Bewertung ist schwierig, da die Auswahl sehr stark von der Applikation und subjektiven Erfahrungen abhängt

Zusätzlich sind auch aktive Löschkreise möglich => **Vortrag Sperrwandler und Applikationen** .

Höhere Ausgangsspannungen und Hochspannungsapplikationen

Wo liegen die Probleme?

Wie kann das realisiert werden?



Weitere Applikationen dieser Topologie: