

# Elektronik 2

FS 24 Guido Keel (Michael Lehmann)

Autoren:

Authors

Version:

1.0.20240418

<https://github.com/P4ntomime/elektronik-2>

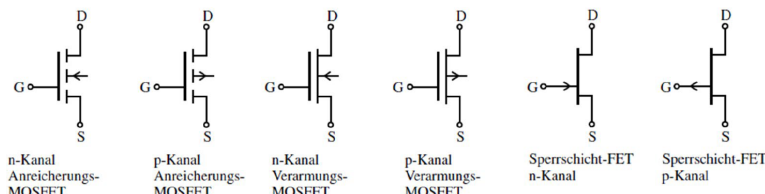


## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Feldeffekt-Transistoren</b>	<b>2</b>		
1.1 FET-Typen und Symbole	2		
1.2 Sperrschicht-FET / Junction FET (JFET)	2		
1.3 MOS-FETs	2		
1.4 Verstärkerschaltungen mit FETs	2		
1.5 MOS-FET als (Leistungs-)Schalter	2		
1.6 Transmission Gate	2		
<b>2 Transistor-Transistor-Logik</b>	<b>2</b>		
2.1 Resistor Transistor Logik (RTL)	2		
2.2 Dioden-Transistor-Logik (DTL)	3		
2.3 Transistor-Transistor-Logik (TTL)	3		
<b>3 CMOS-Logik</b>	<b>3</b>		
3.1 Grundgatter in CMOS-Logik	3		
3.2 Dualität NMOS - PMOS	3		
3.3 Verlustleistung bei CMOS-Logik	3		
3.4 Verzögerungszeit	3		
<b>4 Schmitt-Trigger</b>	<b>3</b>		
4.1 Aufbau nichtinvertierender digitaler Schmitt-Trigger	3		
4.2 Aufbau invertierender digitaler Schmitt-Trigger	3		
4.3 Schmitt-Trigger vs. CMOS-Logik	3		
<b>5 Signalübertragung</b>	<b>3</b>		
5.1 Leitungstheorie	3		
5.2 Einfluss / Relevanz von Reflexionen	3		
<b>6 High-Speed-Logik</b>	<b>3</b>		
6.1 Emitter Coupled Logic (ECL)	3		
6.2 Current Mode Logic (CML)	4		
<b>7 Spannungsreferenzen</b>	<b>4</b>		
7.1 Spannungsteiler	4		
7.2 Diodenreferenz	4		
7.3 Spannungsreferenz mit mehreren Dioden	4		
7.4 Spannungsreferenz mit Zenerdioden (Shunt-Regler)	4		
7.5 Bootstrap-Referenz (VD Stromquelle)	4		
7.6 Proportional To Absolute Temperature (PTAT)	4		
		7.7 Bandgap-Spannungsreferenz	4
<b>8 Lineare Spannungsregler</b>	<b>4</b>		
8.1 Spannungsstabilisierung mit Z-Diode und BJT	4		
8.2 Linearer Spannungsregler	4		
8.3 Low-Dropout-Regler mit pnp-Längstransistor (LDO)	5		
8.4 Einstellbarer Serie-Spannungsregler	5		
<b>9 Spannungswandler mit Ladungspumpen</b>	<b>5</b>		
9.1 Grundprinzip Switched-Capacitor-Schaltungen (SC)	5		
9.2 Grundprinzip Ladungspumpen	5		
9.3 Allgemeine Funktionsweise geschaltete Kapazitäten	5		
9.4 Spannungsinversion mit Switched Capacitors	5		
9.5 Spannungsverdoppler mit Switched Capacitors	5		
9.6 Dickson Charge Pump (Spannungsvervielfacher)	5		
<b>10 Schaltregler</b>	<b>5</b>		
10.1 Spannungswandler mit Spulen	5		
10.2 Energien in den Komponenten	5		
10.3 Aufwärtswandler (Boost, Step-Up Converter)	6		
10.4 Aufwärtswandler: Lückender Betrieb	6		
10.5 Abwärtswandler (Buck, Step-Down Converter)	6		
10.6 Invertierender Wandler (Buck-Boost Converter)	6		
10.7 Flyback (Sperrwandler)	6		
10.8 Power Factor Control (PFC)	6		
10.9 Aufbau Modernes Netzteil	6		
10.10 Fazit Spannungswandler SMPS	6		
<b>11 Analoge Filter</b>	<b>6</b>		
11.1 Tiefpassfilter 1. Ordnung	6		
11.2 Bodeplot Tiefpassfilter 1. und 2. Ordnung	7		
11.3 Filter 2. Ordnung	7		
11.4 Filter höherer Ordnung	7		
11.5 Zeitverhalten: Schrittantwort	7		
11.6 Schrittantworten verschiedener Polgüten	7		
<b>12 Anhang</b>	<b>7</b>		
12.1 Temperaturabhängigkeit von Widerständen	7		

# 1 Feldeffekt-Transistoren

## 1.1 FET-Typen und Symbole

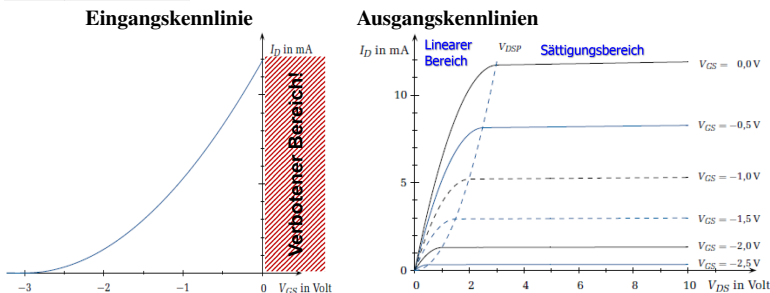


### 1.1.1 Anschlüsse eines FET

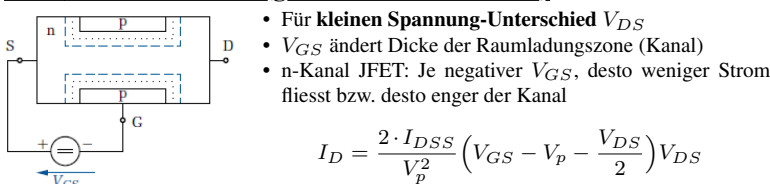
Kanal von Drain zu Source (Stromfluss), gesteuert von Gate (und Bulk)

## 1.2 Sperrschicht-FET / Junction FET (JFET)

### 1.2.1 Kennlinien

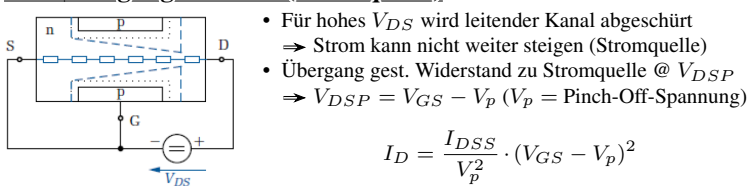


### 1.2.2 Linearer Bereich (gesteuerter Widerstand)



$$I_D = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_p^2} (V_{GS} - V_p - \frac{V_{DS}}{2}) V_{DS}$$

### 1.2.3 Sättigungs-Bereich (Stromquelle)



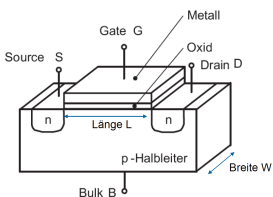
$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \cdot (V_{GS} - V_p)^2$$

Verstärkungsmass Transkonduktanz:

$$g_m = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_p^2} \cdot (V_{GS} - V_p) = \frac{2}{|V_p|} \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_D} \quad [g_m] = S$$

## 1.3 MOS-FETs

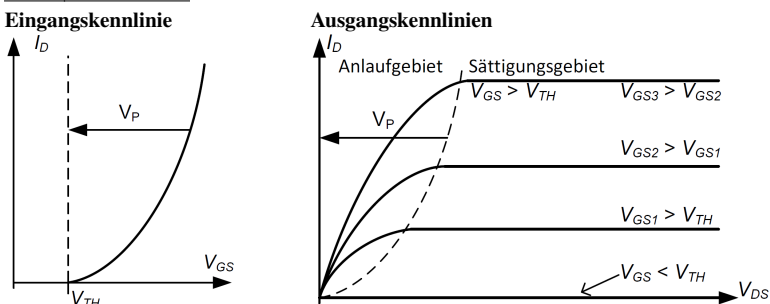
### 1.3.1 Aufbau



$L$  Länge des Transistors  
 $W$  Breite des Transistors

- N-Kanal FET: Drain und Source sind n-dotiert
- Kanal ist p-dotiert

### 1.3.2 Kennlinien



### 1.3.3 Bereiche

- Sperrbereich:  $V_{GS} < V_{TH}$
- Linearer (Widerstands-)Bereich / Anlaufbereich:  $V_{GS} > V_{TH}$
- Sättigungsbereich (Stromquelle):  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$

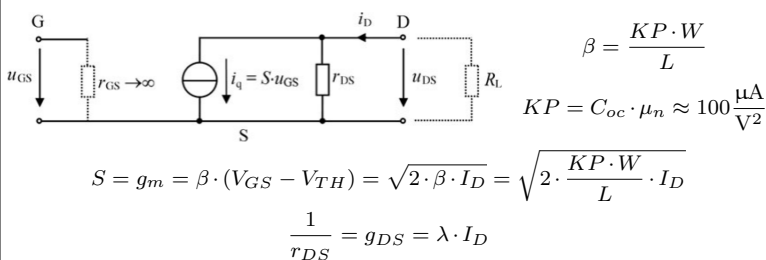
Anlaufbereich (Linearer Bereich)

Sättigungsbereich (Stromquelle)

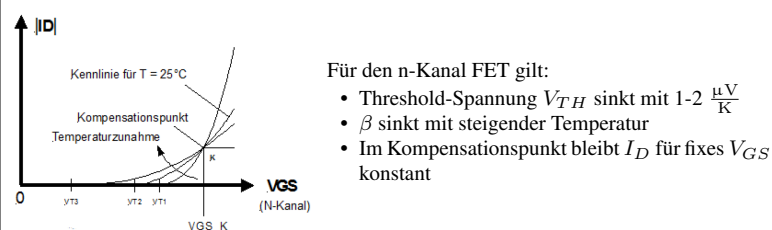
$$I_{D,lin} = \beta \cdot (V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2}) \cdot V_{DS}$$

$$I_{D,sat} = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{GS} - V_{TH})^2$$

## 1.3.4 Kleinsignal-Ersatzschaltung (MOS-FET)



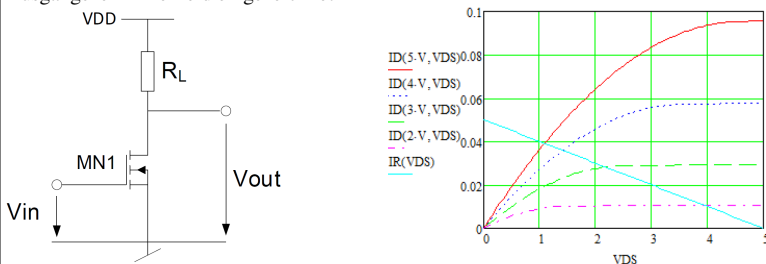
## 1.3.5 Temperaturabhängigkeit der Übertragungskennlinie



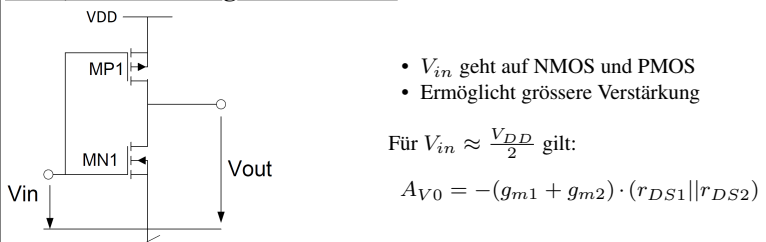
## 1.4 Verstärkerschaltungen mit FETs

### 1.4.1 Source-Schaltung mit Lastwiderstand

Um den Arbeitspunkt der Schaltung zu bestimmen, wird die Lastgerade von  $R_L$  in das Ausgangskennlinienfeld eingezeichnet



### 1.4.2 Push-Pull / Digitaler Inverter



## 1.5 MOS-FET als (Leistungs-)Schalter

Wenn der FET als Schalter eingesetzt wird, so arbeitet er im linearen Bereich ( $V_{GS} > V_{TH}$ , d.h.  $V_{out} < V_{DD} - V_{TH}$ )

$$I_{D,lin} = \beta \cdot (V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2}) \cdot V_{DS} \quad r_{DS} = \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{1}{\beta \cdot (V_{GS} - V_{TH})}$$

Schalter geschlossen:  $R_{FET} = R_{DS(on)}$

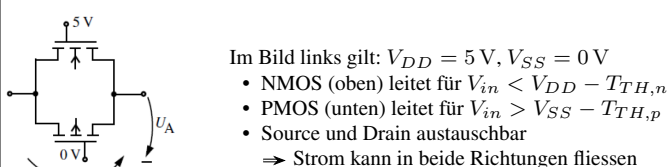
Schalter offen:  $R_{FET} = \infty$

### 1.5.1 Verlustleistung / Erwärmung

$$P_V = R_{DS} \cdot I_{DS}^2 = 0 W$$

$$\Delta T = R_{th} \cdot P_V$$

## 1.6 Transmission Gate



## 2 Transistor-Transistor-Logik

- Meist statischer Stromverbrauch
- Asymmetrische Schaltschwellen (weniger Marge als CMOS-Logik)

### 2.1 Resistor Transistor Logik (RTL)

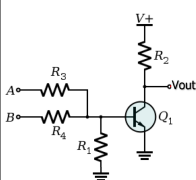


Bild: NOR-Gate

- Ausgangsspannung  $V_{out} = V_+$  oder  $V_{out} = V_{CE,sat}$
- Fan-Out ist begrenzt (Werden zu viele weitere Gatter an den Ausgang gehängt, so reicht der Strom nicht mehr, um diese zu treiben ⇒ Spannungslevel stimmen nicht mehr, um Transistoren durchzusteuern)

## 2.2 Dioden-Transistor-Logik (DTL)

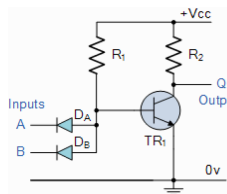
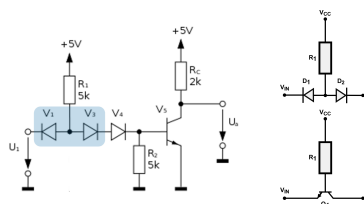


Bild: NAND-Gate

- **Fan-Out grösser**, da Transistor aktiv nach '0' zieht
- $R_2$  muss keine Gatter treiben (kein grosser Stromfluss)
- Nachteile: Sehr tiefer Störabstand; Transistor leitet schon bei Spannungen, welche kaum  $> 0\text{ V}$  sind

## 2.3 Transistor-Transistor-Logik (TTL)

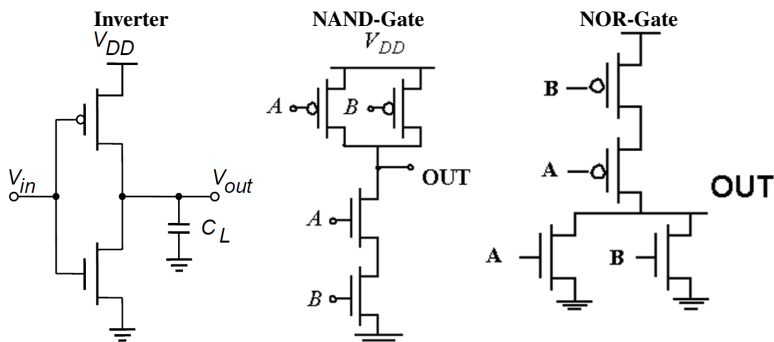


- Schaltschwelle am Eingang wird durch Dioden  $V_3$  und  $V_4$  um  $1.4\text{ V}$  erhöht
- Dioden  $V_1$  und  $V_3$  bilden npn-Struktur  $\Rightarrow$  npn-Transistor

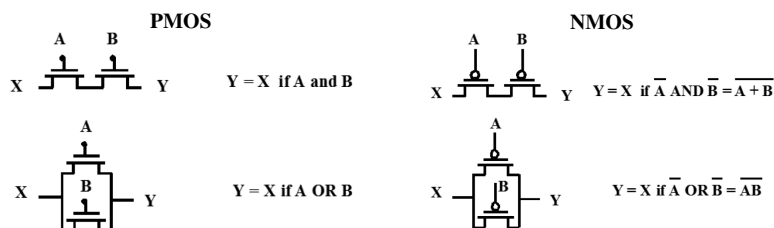
## 3 CMOS-Logik

- Entweder leitender Pfad nach  $V_{SS}$  (NMOS) oder  $V_{DD}$  (PMOS)
- Kein statischer Stromverbrauch
- Langsamer als Bipolar
- Symmetrische Schaltschwellen bei ca.  $\frac{V_{DD}}{2}$  (Übertragungskennlinie)
- Output-Level  $V_{ol}$ ,  $V_{oh}$  näher bei Speisung als Input Level  $V_{il}$ ,  $V_{ih}$   $\Rightarrow$  mehr Marge
- Höhere Speisespannung  $\Rightarrow$  weniger propagation delay
- Nicht geeignet zur Datenübertragung über längere Strecken (kein  $50\ \Omega$  Abschluss)

### 3.1 Grundgatter in CMOS-Logik



### 3.2 Dualität NMOS - PMOS



### 3.3 Verlustleistung bei CMOS-Logik

$$P_V = C \cdot V_{CC}^2 \cdot f$$

$C$  Kapazität (aus Datenblatt)  
 $f$  Frequenz

### 3.4 Verzögerungszeit

Linearer Bereich

$$t_{pHL} = 0.69 \cdot R_{on} \cdot C_L$$

$\Rightarrow$  Exponentielle Entladung!

Sättigung (Stromquellen-Bereich)

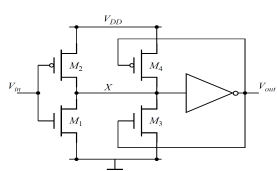
$$t_{pHL} = \frac{C_L \cdot \frac{V_{swing}}{2}}{I_{sat}} \approx \frac{C_L}{k_n \cdot V_{DD}}$$

$\Rightarrow$  Lineare Entladung!

## 4 Schmitt-Trigger

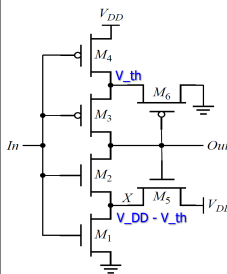
- Schaltschwellen müssen nicht sehr genau sein
- Schmitt-Trigger garantieren auch bei verrauschten Signalen saubere (einmalige) Schaltschwellen, dank der Hysterese

### 4.1 Aufbau nichtinvertierender digitaler Schmitt-Trigger



- $M_1, M_2$ : Digitale Inverter
- $M_3, M_4$ : gesteuerte Widerstände
- Für  $V_{out} = 0$ :  $M_4$  leitet,  $M_3$  sperrt
- Für  $V_{out} = 1$ :  $M_3$  leitet,  $M_4$  sperrt
- $M_3, M_4$  verschieben Schaltschwellen abhängig von  $V_{out} \Rightarrow$  Hysterese

## 4.2 Aufbau invertierender digitaler Schmitt-Trigger



- Ohne  $M_5, M_6$ : Normaler Inverter mit je 2 Serie-Transistoren
- Für  $V_{out} = 1$ : Durch  $M_5$  fliesst Strom in  $M_1$
- $V_{in}$  muss höher sein, um Strom der PMOS aufzunehmen  $\Rightarrow$  Höhere Schaltschwelle für High-Log-Übergang
- 'Inverses' gilt für  $M_6$  und  $M_4$

### 4.3 Schmitt-Trigger vs. CMOS-Logik

	Low Power	Noise Rejection	Supports Slow Inputs
Input Voltage Waveforms			
Standard CMOS Input			
Response Waveforms			
Schmitt-trigger CMOS Input			
Response Waveforms			

## 5 Signalübertragung

### 5.1 Leitungstheorie

- Leitungen haben Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten  $\Rightarrow$  RLC-Netzwerke
- **Fortpflanzungsgeschwindigkeit Signal**:  $v = 10 - 20\text{ cm/ns}$  (Lichtgeschwindigkeit:  $c = 0\text{ cm/ns}$ )
- Ev. **Impedanzanpassungen** zur Verhinderung von **Reflexionen** nötig (meistens  $50\ \Omega$ )
- CMOS-Logik: tiefen Quellenwiderstand, hohen Eingangswiderstand  $\Rightarrow$  Nicht geeignet zur Datenübertragung über 'längere Strecken'

### 5.2 Einfluss / Relevanz von Reflexionen

#### 5.2.1 Keine Reflexionen

Wenn nichts anderes bekannt gilt:  $T_r = \frac{1}{10} \cdot T$

$$T_d < \frac{1}{2} \cdot T_r$$

$T_r = T_f$  Anstiegs- / bzw. Abfallzeit des Signals  
 $T_d$  Laufzeit des Signals  
 $T$  Periodendauer

#### 5.2.2 Reflexionen

$$l > \frac{1 \cdot 10^7 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{f_{max}}$$

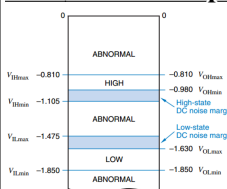
$f_{max}$  Maximal enthaltene Frequenz im Signal  
 $l$  Länge der Leitung

## 6 High-Speed-Logik

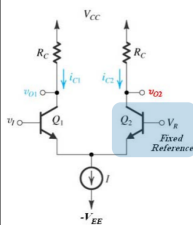
- Sättigung verhindern, da langsam (bei Bipolar-Transistoren)
- Reduzierter Spannungshub
- Stromsteuerung, da Ströme schneller geschaltet werden als Spannungen

### 6.1 Emitter Coupled Logic (ECL)

#### 6.1.1 Emitter Coupled Logic (ECL)

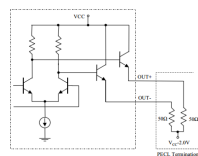


- 2 Familien: 10k (langsamer) und 100k (schneller)
- Positive Speisung:  $V_{CC} = 0\text{ V}$
- Negative Speisung:  $V_{EE} = -4.5\text{ V} / V_{EE} = -5.2\text{ V}$
- ICs werden warm ( $40\text{ mW}$  pro Gatter)



- Eingangssignal  $V_I$  wird mit fixer Referenz  $V_R$  verglichen
- Von  $V_R - 100\text{ mV}$  bis  $V_R + 100\text{ mV}$  **kippt Ausgangsspannung** von  $V_{CC}$  auf  $V_{CC} - R_C \cdot I_C$
- **Differentieller Spannungshub** der Ausgänge:  $V_{diff} = \pm R_C \cdot I_C$
- Spannungspegel **nicht** kompatibel zu CMOS / TTL

### 6.1.2 Positive Emitter Coupled Logic PECL

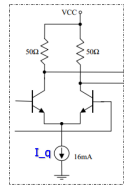


- Positive Speisung:  $V_{CC} = 5\text{ V}$
- Negative Speisung:  $V_{EE} = 0\text{ V}$
- Ausgangsbeschaltung mit  $50\ \Omega$  Abschluss zu  $V_{CC} - 2\text{ V}$   
⇒ Reduktion der Reflexionen!
- Spannungsniveau sind kompatibel zu CMOS / TTL

### 6.1.3 Low Voltage Positive ECL (LVPECL)

- Speisespannungen:  $V_{CC} = 3.3\text{ V}$ ;  $V_{EE} = 0\text{ V}$
- Weniger Leistung als  $5\text{ V}$  Logik; leichter anpassbar an  $3.3\text{ V}$  Logik

### 6.2 Current Mode Logic (CML)



- Terminierung am Eingang der Folgestufe gegen  $V_{CC}$
- Äquivalenter Widerstand:  $R_{Ceq} = 50\ \Omega \parallel 50\ \Omega = 25\ \Omega$

$$\text{Differenzielle Spannung: } V_{diff} = \pm R_{Ceq} \cdot I_q$$

#### 6.2.1 CML vs. ECL

ECL

CML

- Diff-Amp mit Transistor-Buffer; Ausgang am Emitter
- Single-ended Input (2. Eingang auf fixer Spannung)
- Single-ended Output (z.T. auch differentiell)
- Ausgang direkt vom Diff-Amp
- Differentieller Input und differentieller Output
- Impedanzanpassung zur Reduktion von Reflexionen ( $50\ \Omega$ )

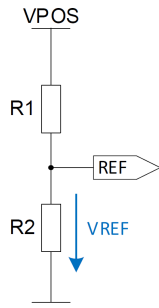
#### 6.2.2 Vorteile / Nachteile von CML gegenüber CMOS-Logik

- + high Speed
- + konstanter Strom (kaum Speisungsänderung)
- + differentiell: wenig Störung
- + kann Kabel treiben
- hoher statischer Stromverbrauch
- differentiell: benötigt doppelt so viele Leitungen
- aufwändiges PCB-Layout wegen angepassten Leistungsimpedanzen nötig

### 7 Spannungsreferenzen

- Referenzspannungsquellen liefern idealerweise Ausgangsspannungen, welche **unabhängig** von Temperatur, Speisespannung und Last sind
- 2 Hauptprinzipien: Zenerdioden (meistens mit  $V_Z = 5.6\text{ V}$ ) und Bandgap-Quellen mit  $V_{out} = 1.25\text{ V}$

#### 7.1 Spannungsteiler



##### Speisespannungsabhängigkeit

Spannungsänderung:

$$\Delta V_{ref} = \Delta V_{POS} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

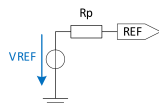
Sensitivität:

$$\frac{V_{ref}}{V_{POS}} = \frac{\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta V_{POS}}}{\frac{\Delta V_{POS}}{V_{POS}}} = 1 \Rightarrow \text{schlecht}$$

##### Temperaturabhängigkeit

Da die Widerstände **gleichen Temperaturkoeffizienten** haben ändert sich der Strom durch  $R_1$  und  $R_2$ , jedoch nicht das Widerstandsverhältnis ⇒  $V_{ref}$  bleibt **konstant** ⇒ gut

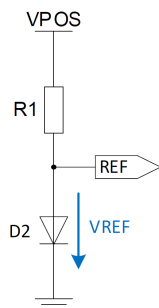
##### Spannungsänderung bei Lastwechsel



Ersatzschaltung der Referenzquelle durch Thévenin-Äquivalent mit

$$R_P = R_1 \parallel R_2 \Rightarrow \text{sehr lastabhängig, da } R_P \text{ gross}$$

#### 7.2 Diodenreferenz



$$V_{ref} = V_D = n \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{I}{I_S}\right) \quad \text{mit } V_T = \frac{kT}{q} \approx 25\text{ mV}$$

##### Speisespannungsabhängigkeit

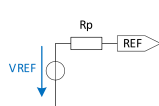
Sensitivität:

$$\frac{V_{ref}}{I} = \frac{1}{\ln\left(\frac{I}{I_S}\right)} = 0.065 \Rightarrow \text{gut}$$

##### Temperaturabhängigkeit

Diode hat einen **Temperaturkoeffizienten** von  $-2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$ , d.h.  $V_{ref}$  ändert ebenfalls mit  $-2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$  ⇒ schlecht

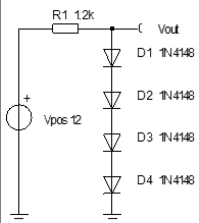
##### Spannungsänderung bei Lastwechsel



Diode durch Kleinsignal-Ersatzschaltung ersetzen und Ersatzschaltung der Referenzquelle durch Thévenin-Äquivalent mit

$$R_P = R_1 \parallel r_D \Rightarrow \text{weniger lastabhängig, da } r_D = \frac{n \cdot V_T}{I_D} \approx 7\ \Omega$$

### 7.3 Spannungsreferenz mit mehreren Dioden



$m$  = Anzahl Dioden in Serie (links:  $m = 4$ )

- Strom durch Dioden muss  $> 0\text{ A}$  sein, damit  $V_D \approx 0.7\text{ V}$

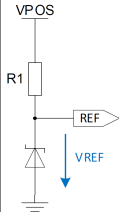
- Spannung über  $m$  Dioden:  $V_{out} = m \cdot V_D$

$$I_{out, max} = \frac{V_{pos} - V_{out}}{R_1}$$

- **Temperaturabhängigkeit:**  $TK_{tot} = m \cdot -2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$

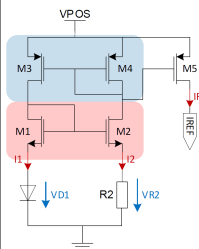
### 7.4 Spannungsreferenz mit Zenerdioden (Shunt-Regler)

**Shunt-Regler:** Überflüssiger Strom wird durch ein Element abgeführt ⇒ Je nach Last wird mehr oder weniger Strom in Z-Diode verheizt



- $V_{REF}$  entspricht Zener-Spannung der Z-Diode
- Häufigste Zener-Spannung:  $5.6\text{ V} \Rightarrow TK = 0\frac{\text{mV}}{\text{K}}$
- Strom  $I = \frac{V_{POS} - V_{REF}}{R_1}$  fließt entweder durch Diode oder durch Last
- $I_{out} < I_{out, max} = \frac{V_{POS} - V_{REF}}{R_1}$

### 7.5 Bootstrap-Referenz ( $V_D$ Stromquelle)



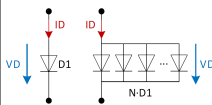
- Stromspiegel  $M_3$  und  $M_4 \Rightarrow I_1 = I_2$
- Stromspiegel  $M_1$  und  $M_2 \Rightarrow V_{GS1} = V_{GS2}$  da  $I_1 = I_2$
- Da Temperaturkoeffizient von  $V_{D1} \approx -2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$  nimmt  $I_{out}$  mit steigender Temperatur ab ⇒ schlechte Referenz
- Schaltung hat zwei mögliche Arbeitspunkte (AP  $I_1 = I_2 = 0$  ist unerwünscht!)

$$V_{D1} = I_2 \cdot R_2 = V_{R2}$$

$$I_{REF} = I_1 = I_2$$

### 7.6 Proportional To Absolute Temperature (PTAT)

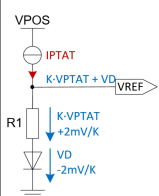
$$V_D = n \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) \quad V_{DN} = n \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_D}{N \cdot I_S}\right)$$



$$\Delta V_D = V_D - V_{DN} = n \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln(N) = TK \cdot T$$

⇒  $\Delta V_T$  ist Proportional zur absoluten Temperatur  $T$

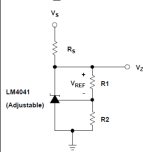
### 7.7 Bandgap-Spannungsreferenz



$$V_{REF} = K \cdot V_{PTAT} + V_D$$

- Der positive Temperaturkoeffizient von  $V_{PTAT}$  wird mit dem Faktor  $K$  verstärkt, sodass  $K \cdot TK_{PTAT} = +2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$
- Der nun positive Temperaturkoeffizient wird mit einer Diodenquelle mit  $TK_{Dioden} = -2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$  kompensiert
- Der gesamte Temperaturkoeffizient  $TK_{bandgap} = 0\frac{\text{mV}}{\text{K}}$
- $V_{REF}$  buffern, damit der Ausgang belastet werden darf

### Beispiel: LM4041 Shunt Voltage Bandgap Reference



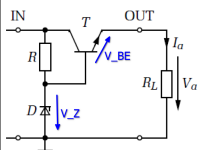
$$V_{out} = V_Z = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

- Einstellbare Referenzspannung  $V_Z = V_{out}$
- Interne Referenz:  $V_{REF} = 1.25\text{ V}$  (Bandgap-Referenz)

### 8 Lineare Spannungsregler

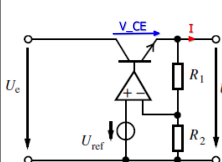
#### 8.1 Spannungsstabilisierung mit Z-Diode und BJT

$$V_{out} = V_Z - V_{BE}$$



- Ausgang kann viel Strom liefern
- Ausgangsspannung **sinkt** um ca.  $20\text{ mV}$  bei **Verdoppelung** des Stroms
- Ausgangsspannung **sinkt** um  $-2\frac{\text{mV}}{\text{K}}$
- **Keine Regelung** der Ausgangsspannung
- Schnell und stabil, aber nicht genau

#### 8.2 Linearer Spannungsregler



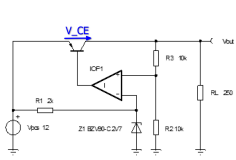
$$V_a = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$P_V = V_{CE} \cdot I$$

- OpAmp Ausgang ändert so lange, bis für die Spannungen gilt:  $V_{R2} = V_{ref}$  ( $= 1.25\text{ V}$ )
- Minimaler Spannungsabfall  $V_{CE}$  über Regler: bis  $2.5\text{ V}$
- Regler kann sehr warm werden ⇒ Verlustleistung  $P_V$

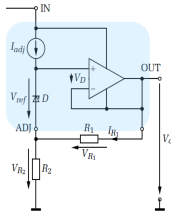


### 8.3 Low-Dropout-Regler mit pnp-Längstransistor (LDO)



- Feedback auf **positiven** OpAmp-Eingang!
- Ansteuerung Längstransistor mit Basisspannung  $< V_{out}$
- Kleiner minimaler Spannungsabfall  $V_{CE}$  über Regler ( $V_{CE,sat}$ )
- Auch erhältlich mit PMOS-Transistor statt pnp-Transistor  
 $\Rightarrow$  Dropout-Spannung über Regler (PMOS) ist dann abhängig vom Laststrom (PMOS = gesteuerter Widerstand)

### 8.4 Einstellbarer Serie-Spannungsregler



$$V_a = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{adj} \cdot R_2$$

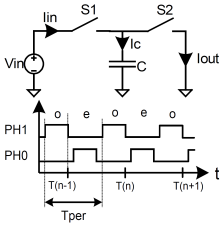
- Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  sind **extern** beschaltet!
- Interne Referenz:  $V_{ref} = 1.25 \text{ V}$  (Bandgap)
- OpAmp regelt, damit  $V_{R1} = V_{ref}$
- Damit wird  $V_{R2} = V_{ref} \cdot \frac{R_2}{R_1} + I_{adj} \cdot R_2$

### 9 Spannungswandler mit Ladungspumpen

- Ladung kann **nicht springen** und nicht vernichtet werden  
 $\Rightarrow$  Ladung wird umverteilt!
- Ladungspumpen sind billige, effiziente Spannungswandler (Wirkungsgrad  $> 99\%$  möglich)

$$Q = C \cdot V$$

#### 9.1 Grundprinzip Switched-Capacitor-Schaltungen (SC)



**Hinweis:**  $R_S$  entspricht dem Schalter-Widerstand  
 Weiter gilt:  $t^* = t - \frac{T}{2}$

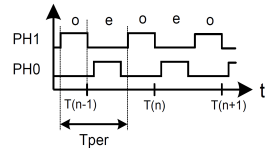
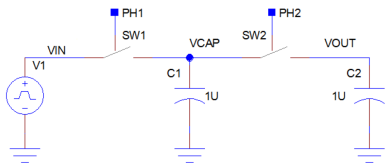
$$\text{Phase PH1 (S1 geschl.)} \quad I_{in} = I_C = \frac{V_{in}}{R_S} \cdot e^{\frac{t}{R_S \cdot C}}$$

$$\text{Phase PH2 (S2 geschl.)} \quad I_C = -I_{out} = -\frac{V_{in}}{R_S} \cdot e^{\frac{t^*}{R_S \cdot C}}$$

$$\text{Durchschnittl. Strom} \quad \bar{I}_{out} = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C}{T} \cdot V_{in}$$

Der 'switched capacitor'  $C$  hat einen **äquivalenten Widerstand**  $R_{eq} = \frac{T}{C} = \frac{1}{f \cdot C}$

#### 9.2 Grundprinzip Ladungspumpen



**Ausgangsspannung  $V_{out}$  nähert sich schrittweise exponentiell der Eingangsspannung an!**

Im ersten Zyklus ist  $V_{out} = 0 \text{ V}$

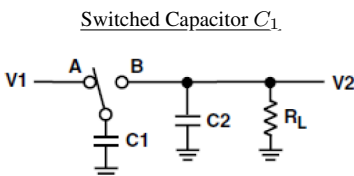
Phase PH1 Kapazität  $C_1$  wird auf  $V_{in}$  geladen  
 $Q_1 = C_1 \cdot V_{in}$  und  $Q_2 = C_2 \cdot V_{out}$

Phase PH2 Ladung **verschiebt** sich von  $C_1$  auf  $C_2$ , bis beide Kapazitäten dieselbe Spannung aufweisen

$$Q_{tot} = Q_1 + Q_2 = C_1 \cdot V_{in} + C_2 \cdot V_{out}$$

$$\Rightarrow \text{Neue Ausgangsspannung: } V_{out} = \frac{Q_{tot}}{C_1 + C_2}$$

#### 9.3 Allgemeine Funktionsweise geschaltete Kapazitäten

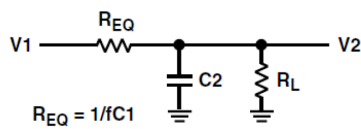


- Strom fließt in 'Paketen':  
 $\Delta Q = C_1 \cdot \Delta V$
- Durchschnittlicher Strom proportional zu  $C_1$ ,  $\Delta V$  und Schaltfrequenz  $f$

Für beide Schaltungen gilt, dass der **finale Wert der Ausgangsspannung  $V_{out} = V_2$**  durch den **Spannungsteiler** von  $R_L$  und  $R_{eq}$  bestimmt wird:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_L}{R_{eq} + R_L}$$

Ersatzschaltung mit  $R_{eq}$ .

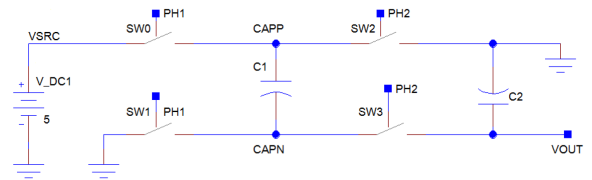


$$R_{eq} = 1/fC_1$$

- Durchschnittlicher Strom proportional zu  $\Delta V$  und  $\frac{1}{R}$
- Geschaltetes  $C_1$  bildet äquivalenten Widerstand  $R_{eq} = \frac{1}{f \cdot C_1} = \frac{T}{C}$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R_{eq}}$$

### 9.4 Spannungsinversion mit Switched Capacitors



**Ausgangsspannung  $V_{out}$  nähert sich schrittweise exponentiell  $-V_{SRC}$  an!**

Im ersten Zyklus ist  $V_{out} = 0 \text{ V}$

Phase PH1 Kapazität  $C_1$  wird auf  $V_{SRC}$  geladen

$$Q_1 = C_1 \cdot V_{SRC} \text{ und } Q_2 = C_2 \cdot V_{out}$$

Phase PH2 Positiver Anschluss von  $C_1$  wird mit GND verbunden

$\Rightarrow$  Negativer Anschluss von  $C_1$  auf Potential  $-V_{SRC}$

Für  $C_1 = C_2$

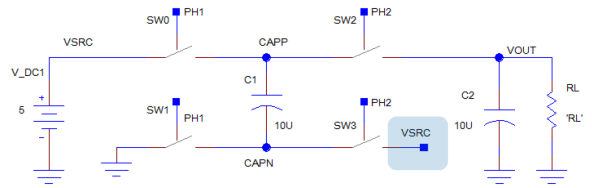
$$Q_{tot} = Q_2 - Q_1 = C_2 \cdot V_{out} - C_1 \cdot V_{SRC}$$

$$\Rightarrow \text{Neue Ausgangsspannung: } V_{out} = \frac{Q_{tot}}{C_1 + C_2}$$

ändert sich die Ausgangsspannung  $V_{out}$  folgendermassen:

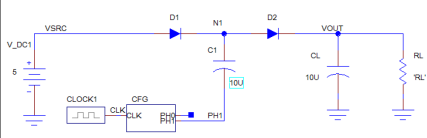
$$V_{out} = \left(-\frac{1}{2}, -\frac{3}{4}, -\frac{7}{8}, \dots, -1\right) \cdot V_{SRC}$$

### 9.5 Spannungsverdoppler mit Switched Capacitors



- PH1:  $C_1$  wird auf Eingangsspannung  $V_{in}$  aufgeladen
- PH2: Negativer Anschluss CAPN wird mit  $V_{SRC}$  verbunden  $\Rightarrow$  Positiver Anschluss  $C_1$  springt auf  $2 \cdot V_{SRC}$
- Ladung teilt sich zwischen  $C_1$  und  $C_2$  auf, sodass  $V_{out}$  schrittweise ansteigt

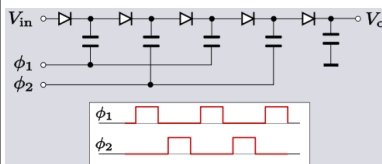
### 9.6 Dickson Charge Pump (Spannungsvervielfacher)



- Mehrstufige Spannungsvervielfacher (hier: einstufig)
- Anzahl Dioden  $n$
- Kaskadierung möglich

$$V_{out} = n \cdot (V_{SRC} - V_D)$$

#### 9.6.1 Mehrstufige Dickson Charge Pump



- Mehrstufige Spannungsvervielfacher (hier:  $n = 5$ )

$$V_{out} = n \cdot (V_{SRC} - V_D)$$

### 10 Schaltregler

SMPS (switched-mode-power-supply) sind getaktete Systeme, deren übliche Schaltfrequenzen im Bereich von 20 kHz bis zu einigen MHz liegen.

#### 10.1 Spannungswandler mit Spulen

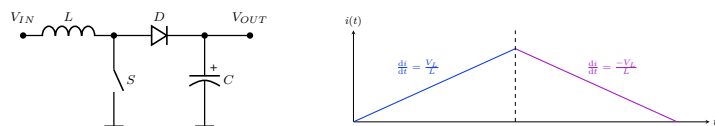
- Grundprinzip**
  - Energie wird an einer (Spannungs-)Quelle bezogen, in verlustarmen Elementen (**Spulen**, Kondensatoren) zwischengespeichert, auf die gewünschte Spannung gebracht und stabilisiert.
- Gemeinsamkeiten aller aufgeführten Spannungswandler mit Spulen**
  - Energie wird in Magnetfeld gespeichert  $E_L = \frac{1}{2} L \cdot i_L^2$
  - Spannung über Spule bewirkt Änderung des Stroms  
 $V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$  oder  $I_L = \frac{1}{L} \int V_L(t) dt + I_0 = \frac{V_L}{L} \cdot t + I_0$
  - Zur Stabilisierung der Spannung werden Kondensatoren benötigt (potentieller LC-Schwingkreis!)
  - Für die meisten Rechnungen kann man annehmen, dass:
    - $V_{in}$  und  $V_{out}$  **konstant** sind
    - Die **Schalter ideal** sind (kein Schaltwiderstand)
    - die **Dioden keinen Spannungsabfall** haben

**Hinweis:** Zur Steigerung der Effizienz werden Dioden manchmal durch MOS-FETs ersetzt ('nur'  $R_{DS,on}$  statt grosser Spannungsabfall). Die Schalter werden in der Praxis ebenfalls mit einem FET realisiert.

#### 10.2 Energien in den Komponenten

- Energie in Spule  $E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_L^2$
- Energie in Kondensator  $E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_C^2$
- Energie in Last (pro Periode)  $E_{load} = \frac{1}{2} P_{load} \cdot T_{clk} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{out}^2}{R_{load}} \cdot T_{clk}$

## 10.3 Aufwärtswandler (Boost, Step-Up Converter)



### 1. Phase Energie in Spule speichern

- Schalter geschlossen
- $V_L = V_{in}$  liegt an Spule an
- $i_L$  muss nicht bei  $I_0 = 0$  starten!

### 2. Phase Entmagnetisierung

- Schalter offen
- Strom sinkt, wenn  $V_{out} > V_{in}$
- Eingeschwungener Zustand:  $i_L = I_0$

In beiden Phasen gelten die folgenden Formeln:

#### Ladephase

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \cdot V_{in} \cdot t_{on}$$

$$I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \cdot V_{in} \cdot t_{on} + I_0$$

$$\Delta I_{L_{off}} = \frac{1}{L} \cdot (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{off}$$

$$I_{L_{off}} = \frac{1}{L} \cdot (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{off} + I_0$$

Gleichgewicht (eingeschwungen)

$$\Delta I_{L_{on}} = -\Delta I_{L_{off}}$$

Ausgangsspannung

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}}\right)$$

Die Ausgangsspannung  $V_{out}$  ist **abhängig von der Last**  $\Rightarrow$  Bei hochohmiger Last kann die Ausgangsspannung sehr gross werden!

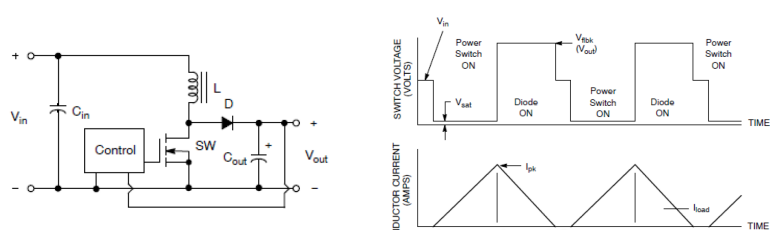
### 10.3.1 Synchronous Boost Converter



- Diode ersetzt durch Schalter SW2
- Entweder SW1 **oder** SW2 geschlossen
- VSW somit immer leitend verbunden, entweder mit GND oder mit  $V_{out}$
- $\Rightarrow$  In Spule fliesst immer ein Strom

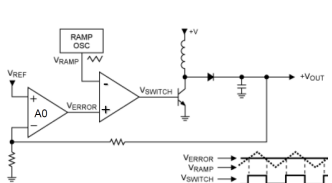
**Achtung:** Bei kleinen Lasten fliesst Strom in die Quelle zurück und die Verlustleistung in der Spule ist grösser (Drahtwiderstand)

## 10.4 Aufwärtswandler: Lückender Betrieb



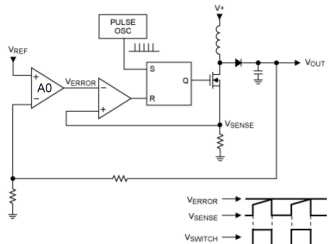
- Es existiert ein **3. Zustand**, in welchem kein Strom durch Spule fliesst
- Aus  $i_L = 0$  folgt  $V_L = 0$
- Schalter SW offen, damit Spannung am Knoten SW  $= V_{in}$  wird  $\Rightarrow$  Diode sperrt
- Control schliesst Schalter, nachdem  $V_{out} < V_{out,soll}$  ist  $\Rightarrow$  **Regelung** von  $V_{out}$

### 10.4.1 Regelung der Ausgangsspannung: voltage-mode control



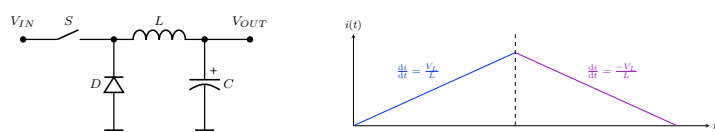
- Verstärker mit Verstärkung A0
- Komparator vergleicht  $V_{ERROR}$  mit  $V_{RAMP}$
- $V_{OUT} - V_{REF} \uparrow$ ,  $V_{ERROR} \uparrow$ , Schalter muss länger geschlossen bleiben  $\Rightarrow$  grösserer Duty Cycle  $\Rightarrow V_{OUT} \uparrow$

### 10.4.2 Regelung der Ausgangsspannung: current-mode control



- Strom wird mit Shunt-Widerstand durch Spannung  $V_{SENSE}$  gemessen
- Verstärker mit Verstärkung A0
- Komparator resettiert Flip-Flop  $\Rightarrow$  Schalter (FET) öffnet
- Häufiger zur Regelung verwendet als vorherige Schaltung

## 10.5 Abwärtswandler (Buck, Step-Down Converter)



**Vereinfachungen:**  $V_{out}$  konstant, kein Spannungsabfall über Diode und Schalter  
**Formeln gelten nur, wenn immer ein Strom in der Spule fliesst**

#### Ladephase

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \cdot (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on}$$

$$I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \cdot (V_{in} - V_{out}) \cdot t_{on} + I_0$$

$$\Delta I_{L_{off}} = -\frac{1}{L} \cdot V_{out} \cdot t_{off}$$

$$I_{L_{off}} = -\frac{1}{L} \cdot V_{out} \cdot t_{off} + I_0$$

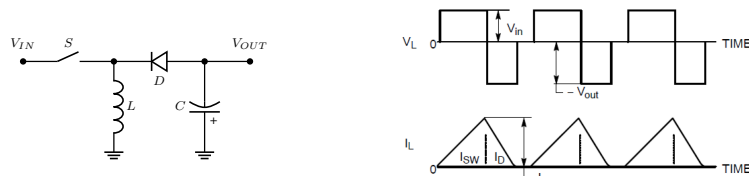
Gleichgewicht (eingeschwungen)

$$\Delta I_{L_{on}} = -\Delta I_{L_{off}}$$

Ausgangsspannung

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{t_{on}}{T}$$

## 10.6 Invertierender Wandler (Buck-Boost Converter)



**Der Converter kann im buck-mode oder boost-mode betrieben werden** buck-mode: Duty Cycle  $\frac{t_{on}}{T} < 0.5$ ; boost-mode: Duty Cycle  $\frac{t_{on}}{T} > 0.5$

#### Ladephase

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{1}{L} \cdot V_{in} \cdot t_{on}$$

#### Entladephase ( $V_{out} < 0$ )

$$\Delta I_{L_{off}} = \frac{1}{L} \cdot V_{out} \cdot t_{off}$$

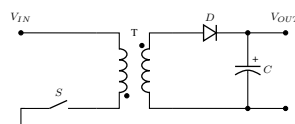
Gleichgewicht (eingeschwungen)

$$\Delta I_{L_{on}} = -\Delta I_{L_{off}}$$

Ausgangsspannung

$$V_{out} = -V_{in} \cdot \frac{t_{on}}{t_{off}}$$

## 10.7 Flyback (Sperrwandler)



- Ermöglicht **galvanische Trennung** zwischen Ein- und Ausgang
- Transformator mit grosser Induktivität nötig zur Energiespeicherung (mit Luftspalt)

#### • Phase 1 (Schalter geschlossen)

- Linear steigender Strom auf Primärseite; Energie wird im Magnetfeld gespeichert

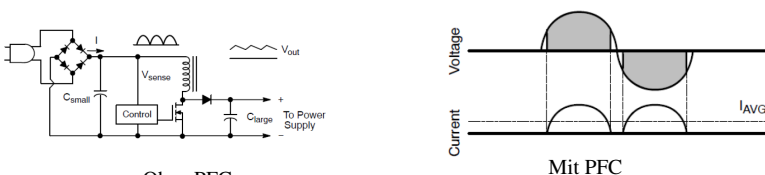
#### • Phase 2 (Schalter offen)

- Linear sinkender Strom auf Sekundärseite; Magnetfeld baut sich über Sekundärspule ab

#### • Phase 3 (LC-Schwingkreis)

- C parallel zu Schalter auf Primärseite wird wirksam

## 10.8 Power Fail Control (PFC)

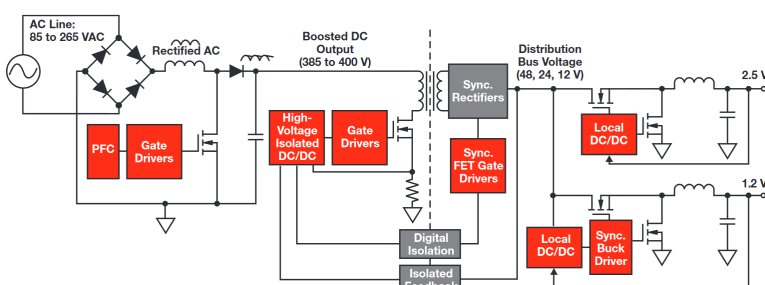


#### Ohne PFC

- Strom fliesst nur wenn  $V_{in} > V_C$  (nur bei Spannungsmaximum)
- $\Rightarrow$  erzeugt Oberwellen (Blindleistung)

- Strom soll **möglichst sinusförmig** fließen, nicht nur beim Spannungsmaximum
- Lösung: 1. Stufe mit Boost Converter

## 10.9 Aufbau Modernes Netzteil



1. Stufe: Gleichrichtung und Boost Converter mit PFC
2. Stufe: Reduktion auf Systemspannung (Bus voltage) mit Flyback-Converter
3. Stufe: Buck Converter (ev. mehrere)

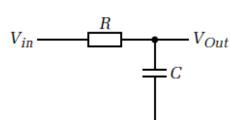
## 10.10 Fazit Spannungswandler SMPS

- Geschaltete Spannungsregler generieren weniger Verlustleistung als Linearregler
- Ausgangsspannung geschalteter Spannungsregler hat **Rippel** der Schaltfrequenz  $\Rightarrow$  Muss ev. mit Linearregler zusätzlich stabilisiert werden

## 11 Analoge Filter

- $f_{3dB}$  Cut-Off-Frequency, Corner-Frequency  
Dämpfung von 3 dB (d.h. Amplitude wird mit  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  'verstärkt'), Phase:  $-45^\circ$
- $f_s$  Sampling-Frequenz (ADC, digitale Filter)  
 $\Rightarrow$  Alle Frequenzen über  $\frac{f_s}{2}$  müssen unterdrückt werden
- UTF Übertragungsfunktion  $G(s)$

### 11.1 Tiefpassfilter 1. Ordnung



$$G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + s \cdot R \cdot C}$$

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC}$$

11.2 Bodeplot Tiefpassfilter 1. und 2. Ordnung

1. Ordnung	2. Ordnung
<ul style="list-style-type: none"><li>• Abfall von <math>-20\text{dB} / \text{Dekade}</math></li><li>• Phasenschiebung von maximal <math>-90^\circ</math> (bei <math>f_g = -45^\circ</math>)</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>• Abfall von <math>-40\text{dB} / \text{Dekade}</math></li><li>• Phasenschiebung von maximal <math>-180^\circ</math> (bei <math>f_g = -90^\circ</math>)</li></ul>

11.3 Filter 2. Ordnung

11.3.1 Kaskadierung von zwei gleichen Filtern

$$G_{11}(s) = \frac{1}{1 + s \cdot \underbrace{R \cdot C}_{T_2}} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot \underbrace{R \cdot C}_{T_2}}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{\sqrt{2}-1}}{2\pi f_{3\text{ dB}}} \approx 0.64 \cdot T_1$$

Daraus folgt, dass bei 2 identischen Stufen die Grenzfrequenz  $f_{3\text{ dB}}$  der einzelnen Stufen  $\frac{1}{0.64} = 1.56$  mal **höher** gewählt werden muss als bei einem Filter 1. Ordnung.

11.3.2 Filter 2. Ordnung mit komplexen Polen

$$G(s) = \frac{p_1 \cdot p_2}{(p_1 + s) \cdot (p_2 + s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{s \cdot \omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

$$p_{1,2} = \frac{\omega_0}{2Q} (1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2})$$

$p_i$	Polstellen
	komplex für $Q > \frac{1}{2}$
$Q$	Polgüte / Filtergüte
$\omega_0$	Polfrequenz

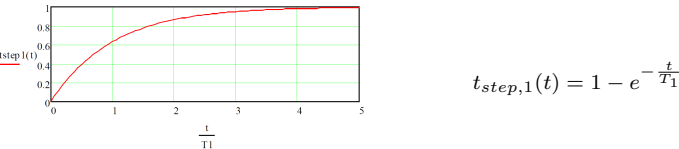
11.4 Filter höherer Ordnung

- Systeme höherer Ordnung können geteilt werden in kaskadierte Teilsysteme 1. und 2. Ordnung
- Höhere Ordnung und komplexe Pole ermöglichen steileren Übergang zwischen Durchlass- und Sperrbereich

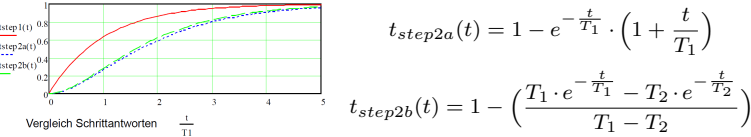
11.5 Zeitverhalten: Schrittantwort

1. Frequenzbereich: **Multiplikation** der UTF mit  $\frac{1}{s}$
2. Rücktransformation in den Zeitbereich, um  $t_{step}(t)$  zu erhalten

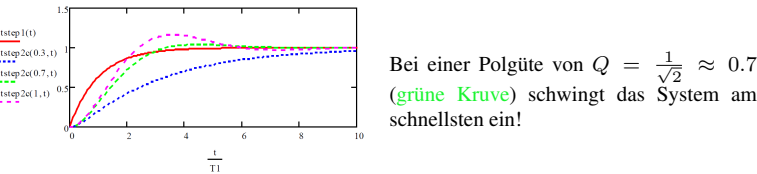
11.5.1 Tiefpass 1. Ordnung



11.5.2 Tiefpass 2. Ordnung



11.6 Schrittantworten verschiedener Polgüten



12 Anhang

12.1 Temperaturabhängigkeit von Widerständen

$R_\vartheta = R_{20} + \Delta R$	$R_\vartheta$	Widerstand bei Temperatur $\vartheta$	$[R_\vartheta] = \Omega$
	$R_{20}$	Widerstand bei $20^\circ\text{C}$	$[R_{20}] = \Omega$
	$\alpha$	Temperaturkoeffizient	$[\alpha] = \frac{1}{\text{K}}$
$\Delta R = R_{20} \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta$	$\Delta\vartheta$	Temperaturdifferenz $\vartheta - 20^\circ\text{C}$	$[\Delta\vartheta] = ^\circ\text{C}$