

1. Zahlensysteme

Decimal	Binary	Octal	Hexadecimal
0	0000	0	0
1	0001	1	1
2	0010	2	2
3	0011	3	3
4	0100	4	4
5	0101	5	5
6	0110	6	6
7	0111	7	7
8	1000	10	8
9	1001	11	9
10	1010	12	A
11	1011	13	B
12	1100	14	C
13	1101	15	D
14	1110	16	E
15	1111	17	F

1.1. 2er Potenzen

- $2^1 = 2,$
- $2^2 = 4,$
- $2^3 = 8,$
- $2^4 = 16,$
- $2^5 = 32,$
- $2^6 = 64,$
- $2^7 = 128,$
- $2^8 = 256,$
- $2^9 = 512,$
- $2^{10} = 1024,$
- $2^{11} = 2048,$
- $2^{12} = 4096, \dots$

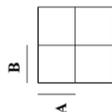
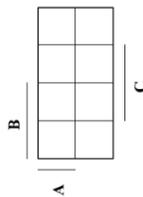
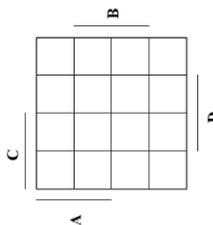


Abb. 26: Karnaugh-Diagramme für zwei, drei und vier Variablen

$$1101_B = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 1 \cdot 8 + 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 = 8 + 4 + 1 = 13_D$$

1.2. Umrechnungen

$D \Rightarrow B$
 $47_D = 101111_B$
 $47 : 2 = 23$ Rest 1 (MSB)
 $23 : 2 = 11$ Rest 1
 $11 : 2 = 5$ Rest 1
 $5 : 2 = 2$ Rest 1
 $2 : 2 = 1$ Rest 0
 $1 : 2 = 0$ Rest 1 (LSB)



$D \Rightarrow H$
 $453_B = 1C5_B$
 $453 : 16 = 28$ Rest 5
 $28 : 16 = 1$ Rest 12 (C)
 $1 : 16 = 0$ Rest 1

1.3. Elementare Logische Verknüpfungen

1.3.1. Not

Wahrheitstabelle

A	Y
0	1
1	0

Symbol

Venn-Diagramm

Schreibweise: $Y = !A$

1.3.2. And / Nand

Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Symbol

Venn-Diagramm

Schreibweise: $Y = A \& B$

Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Symbol

Venn-Diagramm

Schreibweise: $Y = !(A \& B)$

1.3.3. Or / Nor

Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Symbol

Venn-Diagramm

Schreibweise: $Y = A \# B$

Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Symbol

Venn-Diagramm

Schreibweise: $Y = !(A \# B)$

1.3.4. Exor / Exnor

Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Symbol

Venn-Diagramm

Schreibweise: $Y = A \text{ S } B$

Wahrheitstabelle

A	B	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Symbol

Venn-Diagramm

2. Kombinatorische Logik & Schaltalgebra

2.1. Theoreme

2.1.1. Distributivgesetze

$$(X_1 \# X_2) \& X_3 = (X_1 \& X_3) \# (X_2 \& X_3)$$

$$(X_1 \& X_2) \# X_3 = (X_1 \# X_3) \& (X_2 \# X_3)$$

2.1.2. Vereinfachungsgesetze

$$X_1 \# (X_1 \& X_2) = X_1$$

$$X_1 \# (!X_1 \& X_2) = X_1 \# X_2$$

$$X_1 \& (X_1 \# X_2) = X_1$$

$$X_1 \& (!X_1 \# X_2) = X_1 \& X_2$$

2.1.3. De Morgan & Shannon

$$!(X_1 \& X_2 \& \dots \& X_n) = !X_1 \# !X_2 \# \dots \# !X_n$$

$$!(X_1 \# X_2 \# \dots \# X_n) = !X_1 \& !X_2 \& \dots \& !X_n$$

Allgemeiner:

$$!F(X_1, X_2, \dots, X_n, \&, \#) = F(!X_1, !X_2, \dots, !X_n, \#, \&)$$

2.2. Dis- & konjunktive Normalform

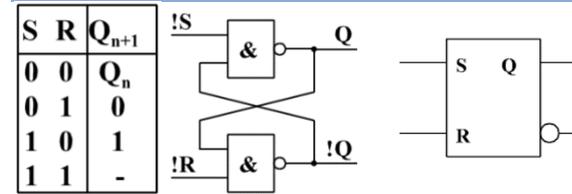
Minterm: AND-Verknüpfung aller Variablen in normaler oder negierter Form

Disjunktive Normalform: OR-Verknüpfung aller guten Minterme.

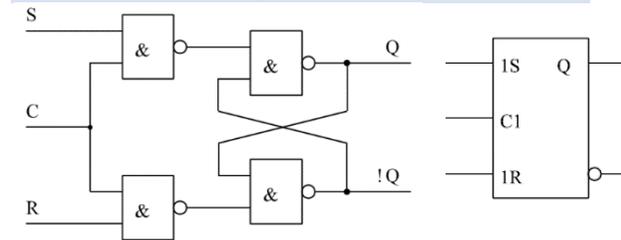
Konjunktive Normalform: Satz von Shannon angewendet auf disj. Normalform. (Gegenteil von disj. Norm.form)

3. Speicherbausteine

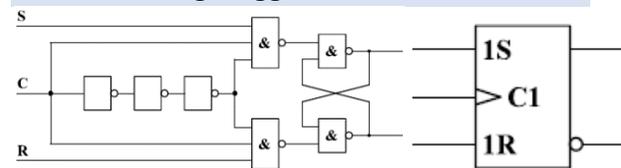
3.1. R-S-Flip-Flop



3.1.1. Taktzustandgesteuert



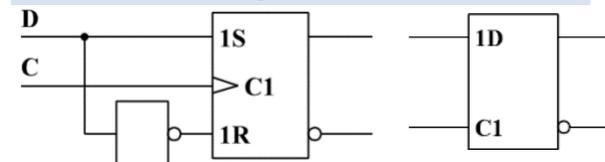
3.1.2. flankengetriggert



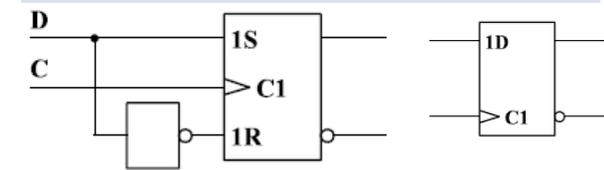
3.2. D-Flip-Flop

D	C	Z Output
0	0	-
0	1	0
1	0	1
1	1	$Q_{n+1} = D = 1$

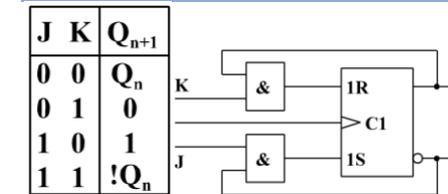
3.2.1. Taktzustandgesteuert



3.2.2. Flankengetriggert



3.3. J-K-Flip-Flop

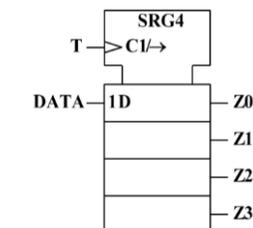
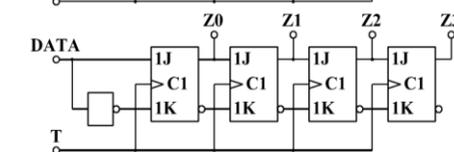
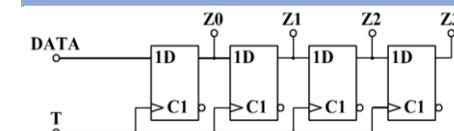


3.3.1. J-K-Zähler

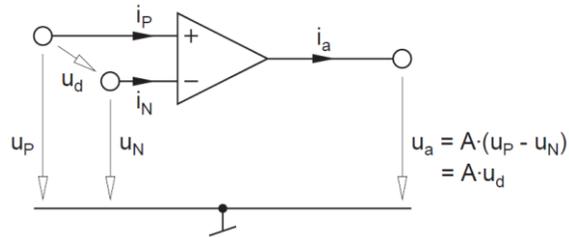
J	K	Q_{n+1}	Übergang	J	K
0	0	Q_n	0 → 0	0	X
0	1	0	0 → 1	1	X
1	0	1	1 → 1	X	0
1	1	$!Q_n$	1 → 0	X	1

4. Register & Schieberegister

4.1. Schieberegister



5. Operationsverstärker



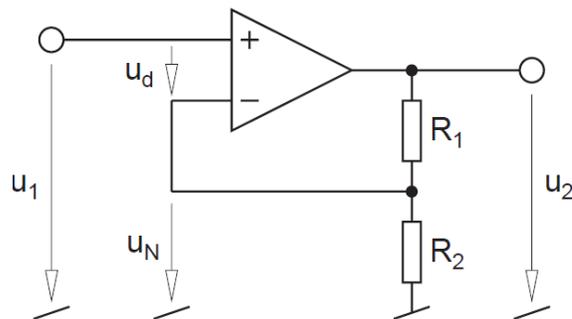
5.1. Eigenschaften idealer OPV

$$u_a = A(u_P - u_N) = A \cdot u_d \rightarrow A \rightarrow \infty$$

$$i_P = i_N = 0$$

$$u_a \neq f(i_a)$$

5.2. Gegenkopplung



$$u_2 = A \cdot u_d$$

$$u_d = u_1 - u_N = u_1 - u_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = u_1 - B \cdot u_2$$

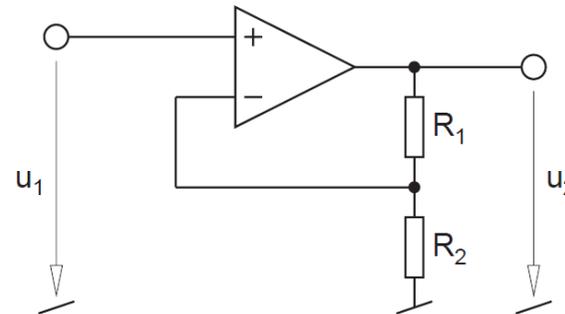
$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{A}{1 + AB} = \frac{1}{B} \frac{AB}{1 + AB}$$

Für ideale OPV:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{B} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

$$u_d = 0$$

5.3. Nichtinvertierender Verstärker

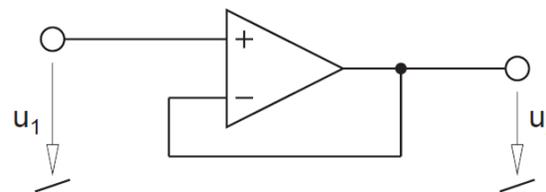


$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \text{Verstärkung}$$

$$r_{\text{ein}} \rightarrow \infty \rightarrow \text{Eingangsimpedanz}$$

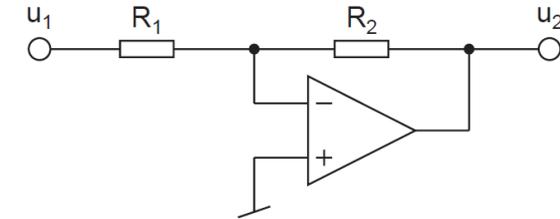
$$r_{\text{aus}} \rightarrow 0 \rightarrow \text{Ausgangsimpedanz}$$

5.3.1. Spannungsfolger



- Extrem hohe Eingangsimpedanz
- Sehr kleine Ausgangsimpedanz
- Spannungsverstärkung = 1

5.4. Invertierender Verstärker



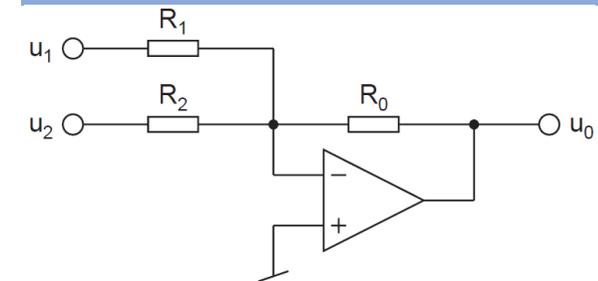
$$v_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$r_{\text{ein}} = R_1$$

$$r_{\text{aus}} = 0$$

$$u_d = 0$$

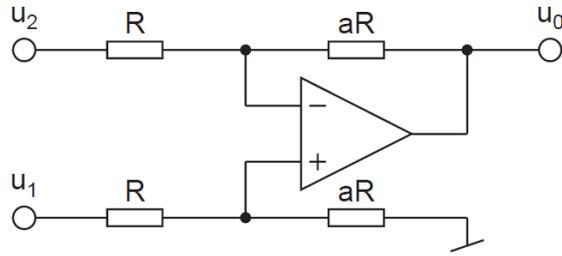
5.5. Addierer



$$u_d = 0$$

$$u_0 = -\left(u_1 \cdot \frac{R_0}{R_1} + u_2 \cdot \frac{R_0}{R_2}\right)$$

5.6. Subtrahierschaltungen



$$u_P = u_1 \cdot \frac{aR}{R + aR} = u_1 \cdot \frac{a}{1 + a}$$

$$u_N = u_2 \cdot \frac{a}{1 + a} + u_0 \cdot \frac{1}{1 + a}$$

$$u_0 = a \cdot (u_1 - u_2)$$

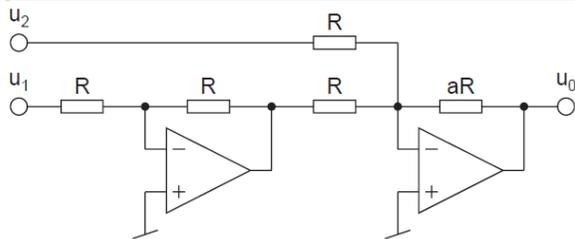
$$r_{ein1} = R \cdot (1 + a)$$

$$u_P = u_N$$

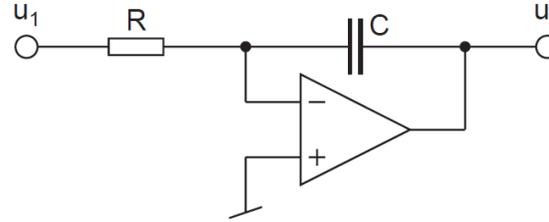
$$i_2 = \frac{u_2 - u_N}{R} = \frac{1}{R} \cdot \left(u_2 - \frac{a \cdot u_1}{1 + a} \right)$$

$$r_{ein2} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{R}{1 - \frac{u_1}{u_2} \cdot \frac{a}{1 + a}}$$

5.6.1. Alternative Variante



5.7. Integrierschaltung



$$u_d = 0$$

$$u_2(t) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t u_1(\tau) d\tau + u_2(0)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{Z_C}{Z_R} = -\frac{1}{j\omega RC} = -\frac{1}{sRC}$$

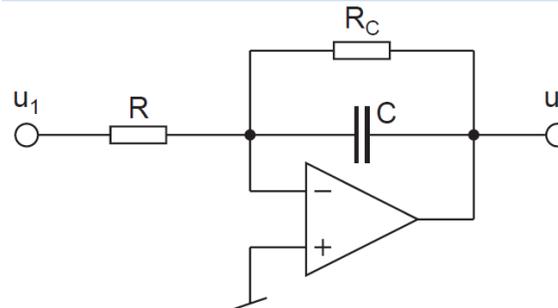
I_{IB} : Input Bias Current

$$\text{Drift} = \frac{u}{\Delta t} = \frac{I_{IB}}{C}, \quad \text{in } \left[\frac{V}{s} \right]$$

Problem:

Bei Gleichspannung füllt sich die Ausgangsspannung konstant, bis die Betriebsspannung erreicht wird.

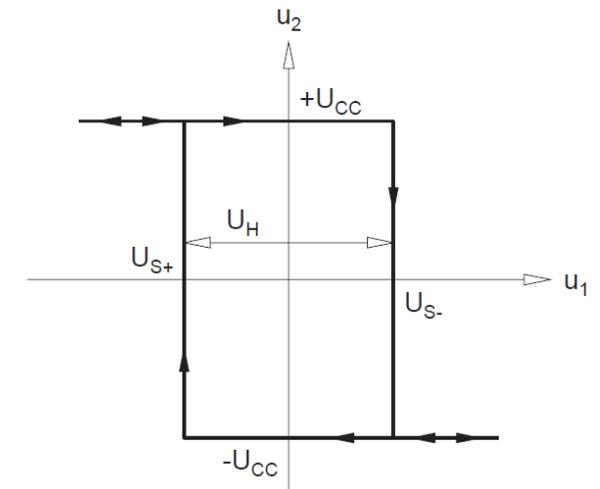
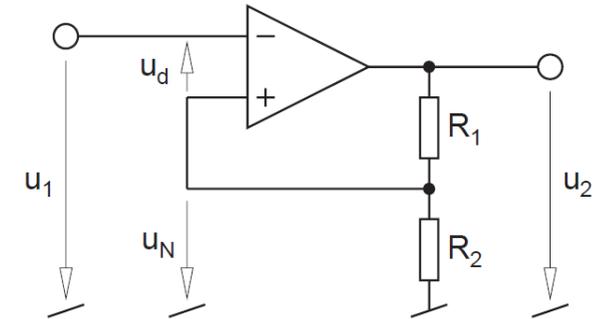
5.7.1. Modifizierte Integrierschaltung



$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_C}{R \cdot (1 + j\omega R_C C)} = -\frac{R_C}{R \cdot (1 + sR_C C)}$$

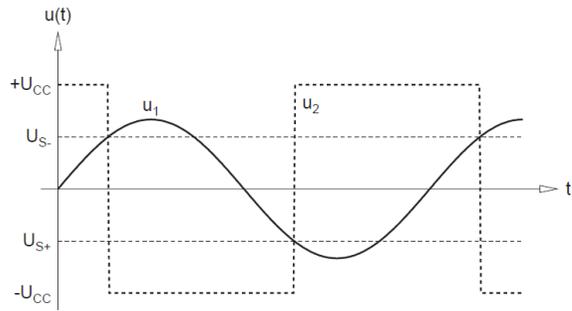
- Bei höheren Frequenzen wie norm. Integrierschaltung $\rightarrow \omega > \frac{10}{R_C C}$
- Bei tiefen Frequenzen wie normaler Verstärker

5.8. Invertierender Schmitt-Trigger

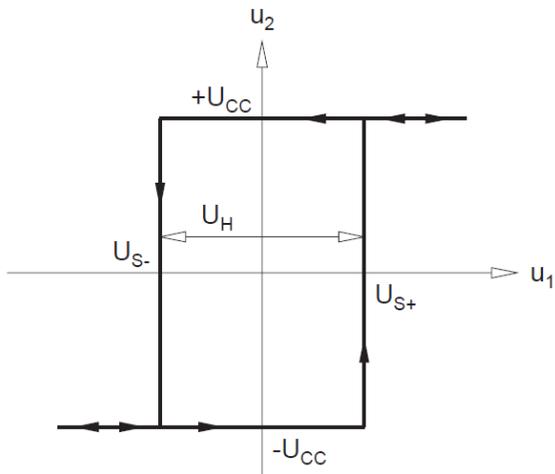
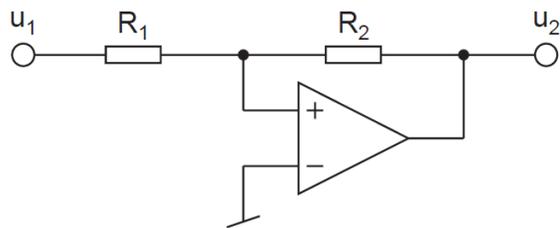


$$U_{S+} = -\frac{U_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{S-} = \frac{U_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$



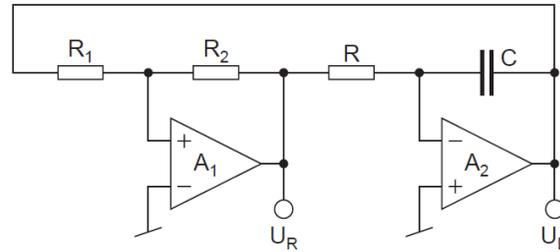
5.9. Nichtinvertierender Schmitt-Trigger



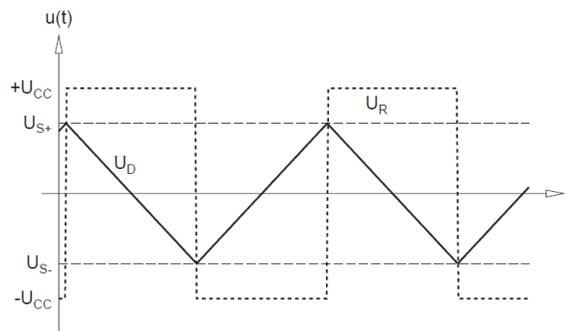
$$U_{S+} = -U_{CC} \left(-\frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$U_{S-} = U_{CC} \left(-\frac{R_1}{R_2} \right)$$

5.10. Dreieck-Rechteck-Generator

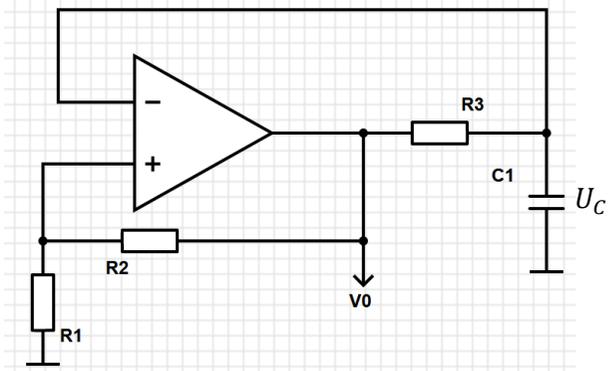


- Integrator & nichtinv. Schmitt-Trigger zu Schleife verknüpft
- Zur Analyse: Ausgangsspannung von A_1 ist positive Betriebsspannung, gleichzeitig Eingangsspannung von A_2
- Integrator invertiert, daher nimmt U_D linear ab, bis U_{S-} erreicht ist.
- Dann wird U_R negativ, dadurch steigt U_D wieder linear an bis U_{S+} erreicht ist



$$f = \frac{R_2}{4RCR_1} = \text{Frequenz} = \frac{1}{T}$$

5.11. Einfacher Rechteckgenerator



$$U_C = U_{S-} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

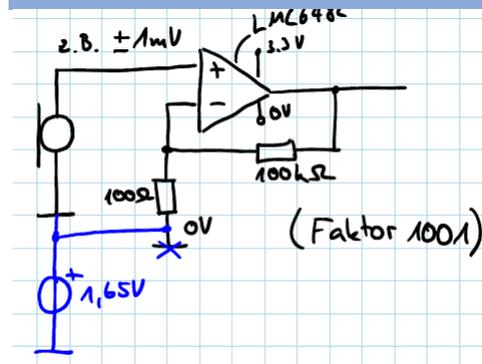
$$U_{S+} = U_{S-} \cdot e^{-\frac{T}{2RC}} \rightarrow \ln\left(\frac{U_{S+}}{U_{S-}}\right) = -\frac{T}{2RC}$$

$$T = \frac{1}{f} = -2RC \cdot \ln\left(\frac{U_{S+}}{U_{S-}}\right) \text{ wenn}$$

$$U_{S-} = V_+ - U_{S+}$$

6. Single-Supply-Schaltungen

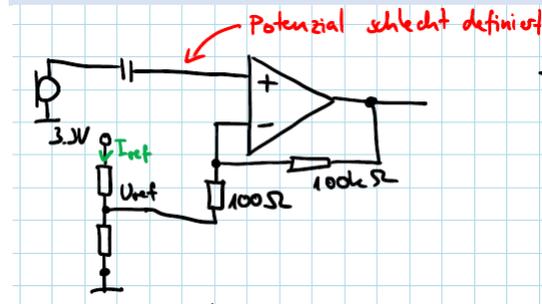
6.1. Mikrofon Verstärker



$$V_o = (v_{in+} - u_{ref}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + u_{ref}$$

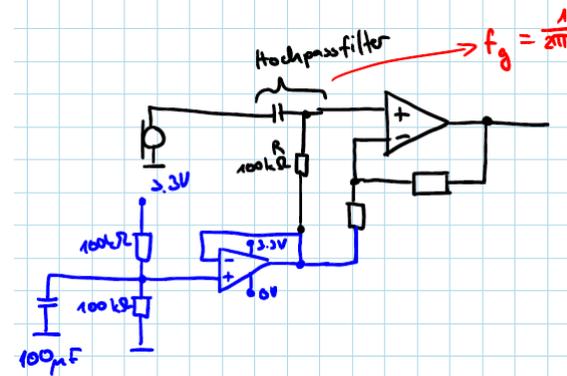
6.2. Referenzspannung erzeugen

6.2.1. Variante 1 (mit Mikrofon-Schalt.)



- Hoher Strom I_{ref}
- Geringe Kosten

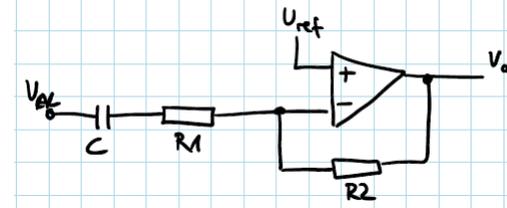
6.2.2. Variante 2 (Mikrofon-Schalt.)



$$f_g = \text{Grenzfrequ.} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Problem bleibt: Rauschen von Versorgungsspannung auch auf Referenzsp.

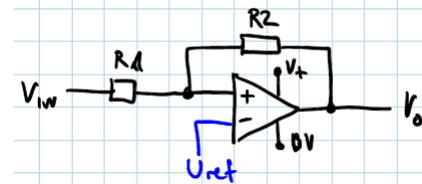
6.3. Schaltungsmod. inv. Verstärker



$$f_g = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

$$V_o = -(V_{in} - u_{ref}) \cdot \frac{R_2}{R_1} + u_{ref}$$

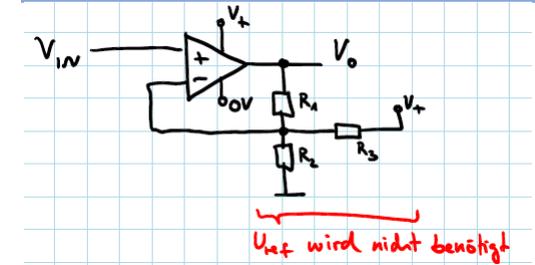
6.4. Mod. nicht inv. Schmitt-Trigger



$$U_{s+} = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$U_{s-} = U_{ref} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} - V_+ \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

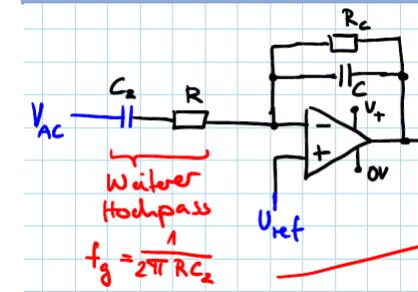
6.5. Mod. inv. Schmitt-Trigger



$$U_{s+} = \frac{(R_1 || R_2) \cdot V_+}{(R_1 || R_2) + R_3}$$

$$U_{s-} = \frac{(R_1 || R_2) \cdot V_+}{(R_1 || R_2) + R_3} + \frac{(R_1 || R_2) \cdot V_+}{(R_1 || R_3) + R_2}$$

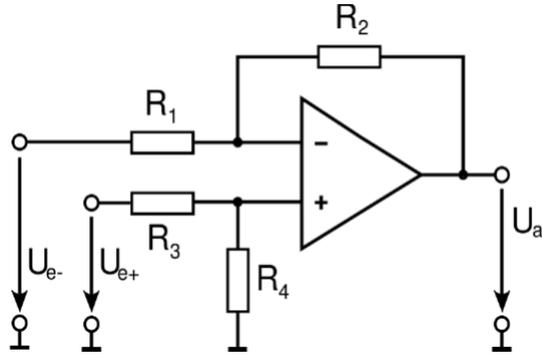
6.6. Single-Supply-Integrierer



Nutzsignal min. 10x höher als Grenzfrequenzen

7. Instrumentenverstärker

7.1. Nicht regelbar



7.1.1. Allgemein

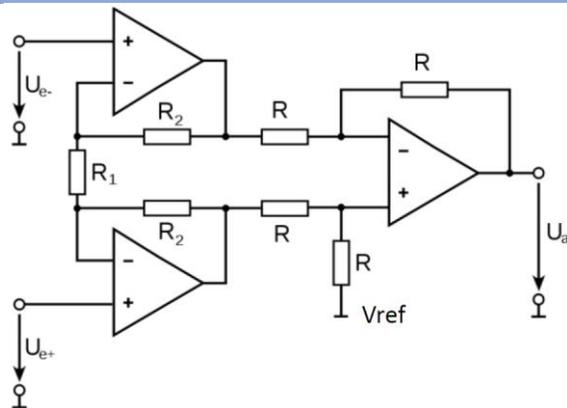
$$U_a = U_{e+} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} - U_{e-} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

7.1.2. Exakte Differenzbildung

$R_1 = R_3$; $R_2 = R_4$; nicht einstellbar

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} (U_{e+} - U_{e-})$$

7.2. Regelbar



$$U_a = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (U_{e+} - U_{e-})$$

- Um Verstärkung zu ändern: R_1 variieren
- Symmetrie nicht beeinträchtigt
- V_{ref} Anschluss ermöglicht Single-Supply Betrieb

8. Halbleiter und Dioden

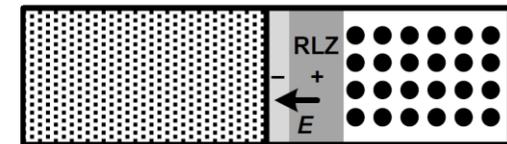
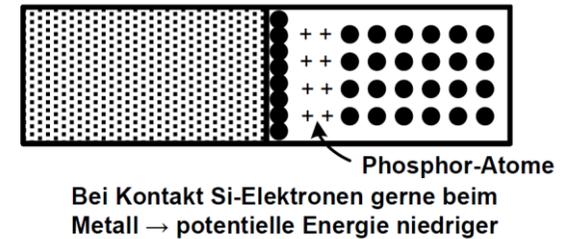
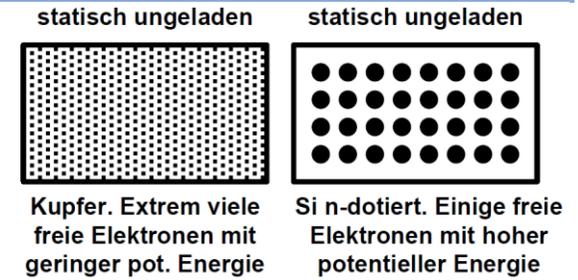
8.1. Halbleitereigenschaften

- In ein Kristallgitter wird ein anderes Atom integriert
- Führt zu freien Elektronen (n-dotiert) oder freien Löchern (p-dotiert)
- Beides führt zu zusätzlicher Leitfähigkeit
- *Werkstoffeigenschaften durch dotieren weniger Temperaturabhängig*

8.2. Dotierungsstärken

Symbol	Verhältnisse in Si
n	1 Donator/ 10^7 Atome
p	1 Akzeptor/ 10^6 Atome
n ⁺	1 Donator/ 10^4 Atome
p ⁺	1 Akzeptor/ 10^4 Atome

8.3. Metall-Halbleiter-Kontakt



Es besteht im Gleichgewicht eine Raumladungszone (RLZ) ohne freie Elektronen

- Das Elektrische Feld verhindert, dass mehr Elektronen zur Kupferfläche wandern → Gleichgewicht entsteht
- Dies heisst Schottky-Kontakt, kein Stromfluss durch RLZ möglich
- RLZ kann eliminiert werden (z.B. durch Legierung von Kupferfläche mit Aluminium) → Ohmscher Kontakt, gleichartig wie Metall-Metall-Verbindung

8.4. Schottky-Diode

8.4.1. Beschreibung

Symbol:

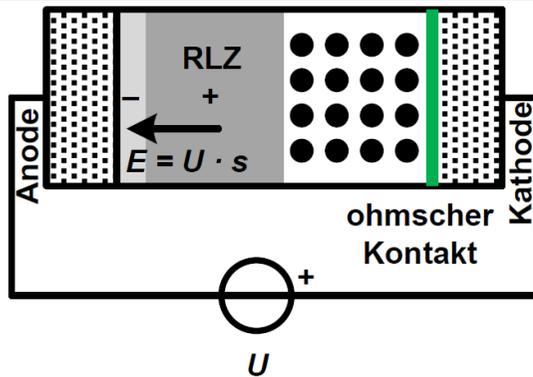


Aufbau:

Metall, Schottky-Kontakt, n-Si, ohmscher Kontakt, Metall

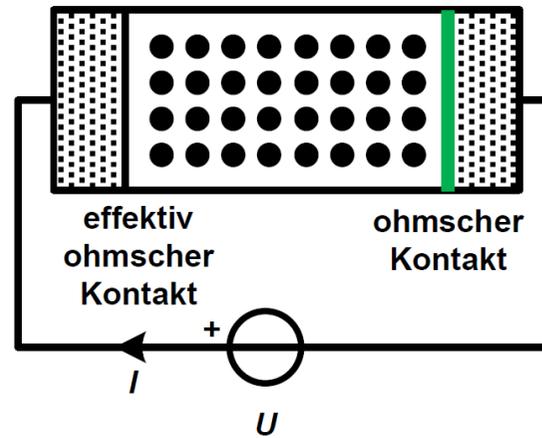
Schottky-Diode wie ein Ventil: Stromfluss nur in eine Richtung möglich

8.4.2. Pluspol bei ohmschem Kontakt



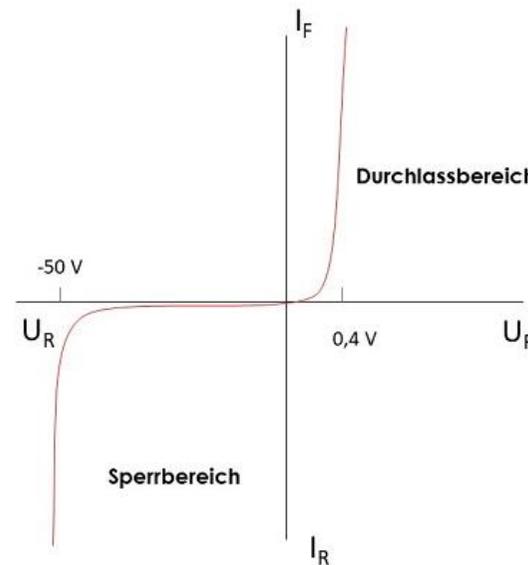
- RLZ wird grösser
- Zusätzliches elektr. Feld durch Spannungsquelle
- **Kein Stromfluss möglich**

8.4.3. Pluspol bei RLZ



- RLZ wird kleiner
- RLZ verschwindet wenn U genügend gross
- **Wenn RLZ verschw. gibt es Stromfluss**

8.4.4. Kennlinie



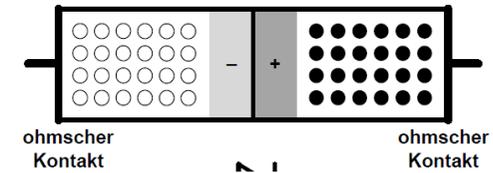
U_F : Flussspannung notwendig, um RLZ zu eliminieren. Temperatur- & dotierungsabhängig

U_R : Sperrspannung, wenn übertroffen, schlägt die Diode durch. Kann technologiebedingt nicht grösser als 50V sein

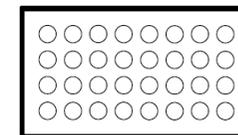
8.5. pn-Diode

8.5.1. Beschreibung

Symbol: A K

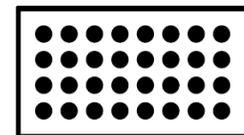


statisch ungeladen

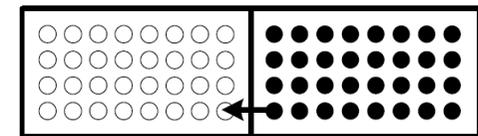


Si p-dotiert
= mehr freie Löcher
als Elektronen

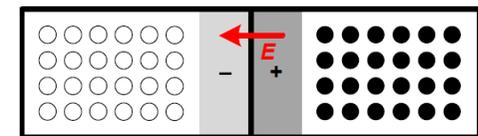
statisch ungeladen



Si n-dotiert
= mehr freie Elektronen
als Löcher

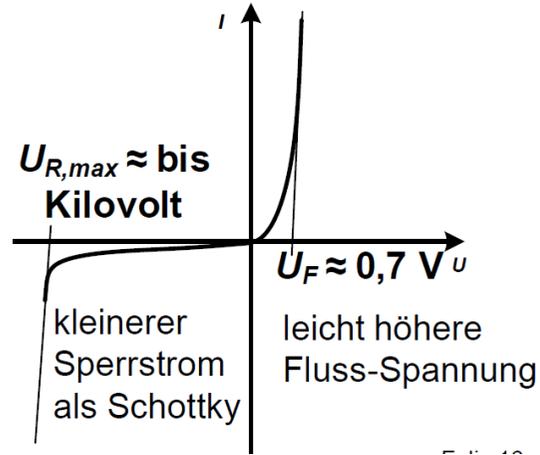


molekular nah
→ Elektronen (re)kombinieren mit Löchern



zwei Raumladungszonen
(depletion zone)

8.5.2. Kennlinie



8.5.3. Kennlinienformel

$$I_D = I_S \cdot (e^{\frac{U_D}{m \cdot U_T}} - 1)$$

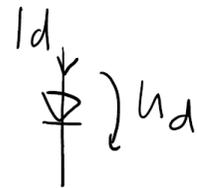
I_S : Sättigungssperrstrom, $U_D \ll 0 \rightarrow I_D \approx I_S$

U_T : Thermospannung \sim absolute Temp. ($^{\circ}\text{K}$)

$$U_T(25^{\circ}\text{C}) \approx 26 \text{ mV}$$

m : Korrekturfaktor (Idealitätsfaktor, Emissionsfaktor,...), $m = 1 \dots 2$

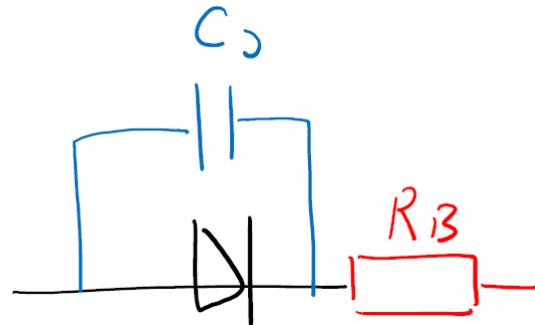
Formel gilt für mässig hohe Ströme und kleine Sperrströme



8.6. Sperrstromzunahme

- Bei kleiner Sperrspannung ist Sperrstrom konstant
- Im Durchbruchbereich: Exponentieller Anstieg
- Im Durchbruchbereich wird Diode meistens zerstört \rightarrow keine Formel üblich

8.7. Reale Diode

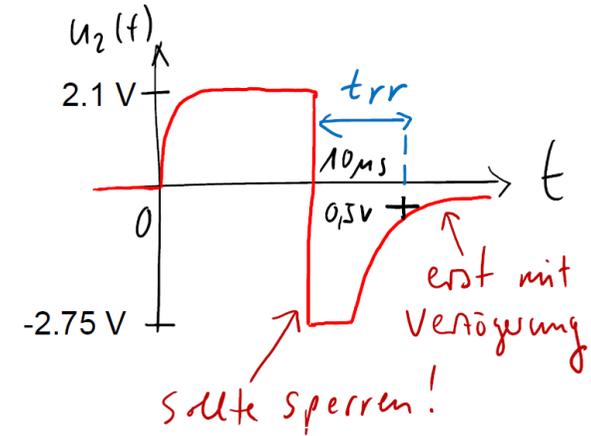
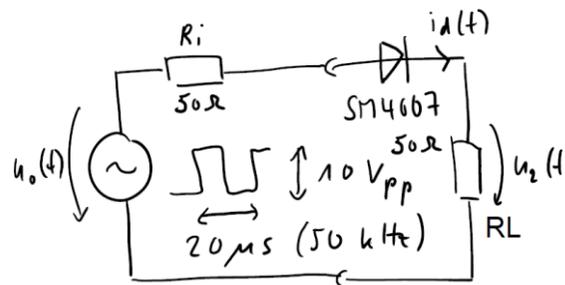


R_B : Seriewiderstand

C_j : Sperrschichtkapazität

8.8. Sperrverzögerung

- Grund: Aufbau der Sperrschicht braucht Zeit (Elektronen & Löcher müssen rekombinieren)

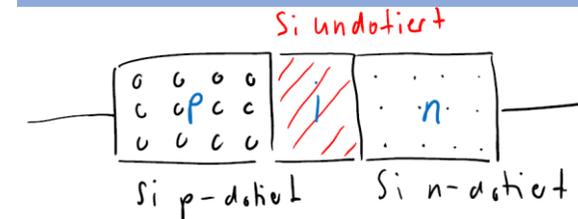


t_{rr} : Reverse Recovery Time, gemessen von Richtungswechsel, bis nur noch 1/10 des Stroms durchfließt

Sperrverzögerung bei versch. Dioden:

- pn-Diode: 1-100ns
- Schottky-Diode: Keine Verzögerung
- Pin-Diode: 0.5-5 microsek.

8.9. Pin-Diode

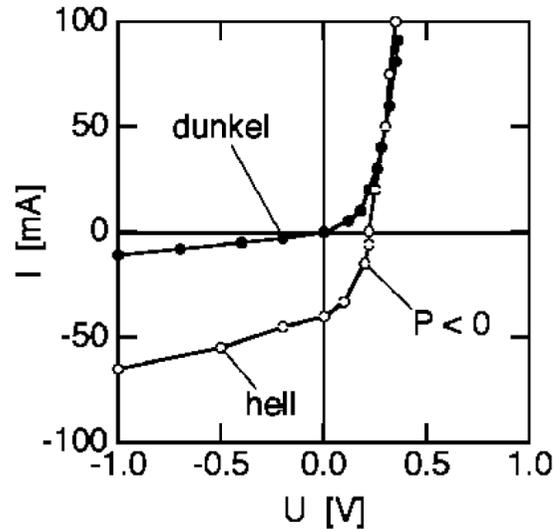


8.10. Anwendungen

Typ	Anwendungen
pn-Diode	DIE Standard-Diode für die allermeisten Schaltungen
Schottky-Diode	Für besonders schnelle Anwendungen: - Schutzdiode - getaktete Spannungswandler (Bis 1 MHz) - Hochfrequenzanwendungen (Sender, Empfänger) (aber: geringe Sperrspannung)
pin-Diode	Hochspannungsschaltungen

Typ	Anwendungen
Fotodiode	Lichtsensor
Solarzelle	Licht-Strom Wandung (optimierte Fotodiode)
LED	Light Emitting Diode = nicht aus Strom
Kapazitätsdioden	in Sendern und Empfängern (Funk)
Z-Dioden	Schutzzwecke (früher auch zur Erzeugung einer Referenzspannung verwendet)

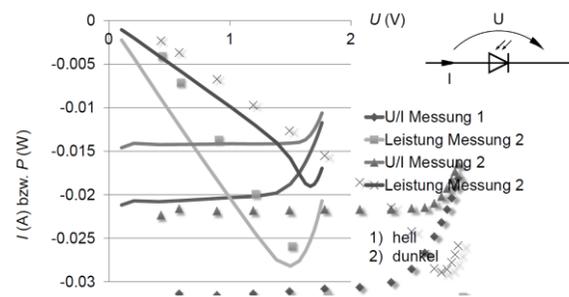
8.11. Photodiode



→ Kennlinie lichtabhängig

8.11.1. Solarzelle

Auf Leistungsabgabe optimierte Photodiode



8.11.2. Leuchtdiode

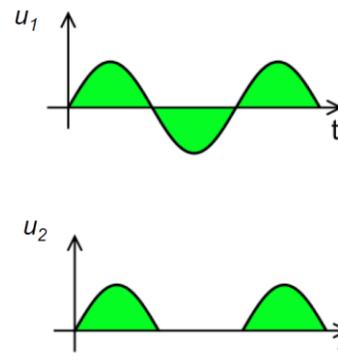
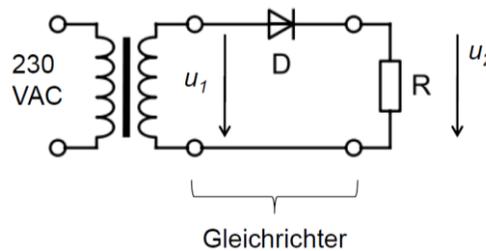
Umgekehrter Prozess, Diode optimiert auf Lichtabgabe. Flussspannung teilw. Erhebl. Höher als 0.7V

Farbe	$U_F@10mA$
infrarot	1.3V ... 1.5V
rot	1.6V ... 1.8V
hellrot	2.0V ... 2.2V
gelb	2.2V ... 2.4V
grün	2.2V ... 2.4V
blau	3V ... 5V

9. Gleichrichter

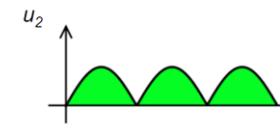
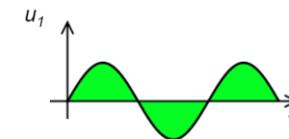
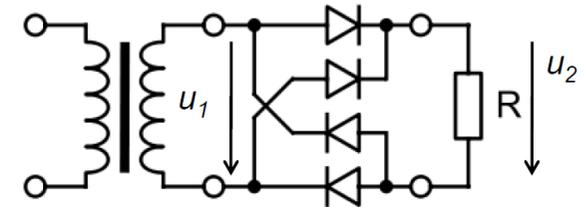
9.1. Einweg-Gleichrichter

Reduziert Ausgangs-Spitzenspannung um ca. 0.7V

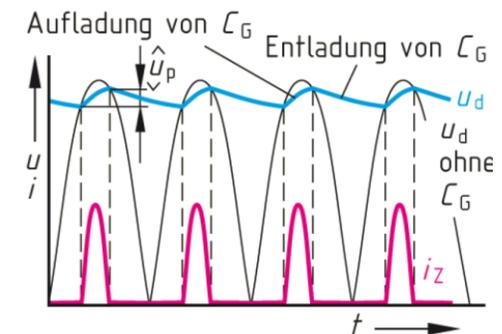
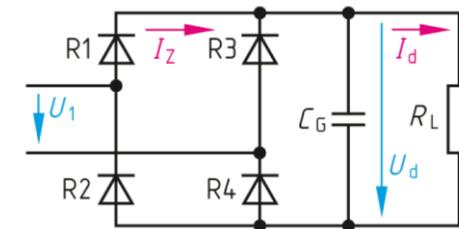


9.2. Zweiweg-Gleichrichter

Reduziert Ausgangs-Spitzenspannung um ca. 1.4V



9.2.1. Glättung der Ausgangsspannung



9.2.2. Welligkeit

Bei konstantem Strom!

$$\Delta u = u_p = \frac{1}{C} I \cdot \frac{T}{2}$$

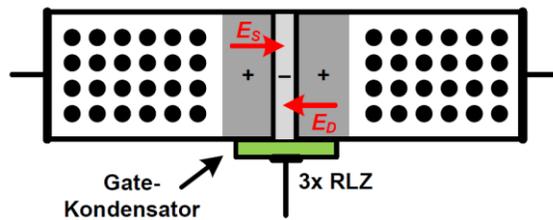
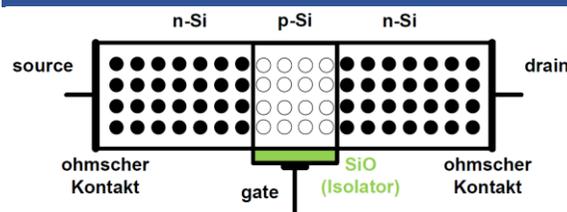
T : Periode der Wechselspannung

Mit Lastwiderstand:

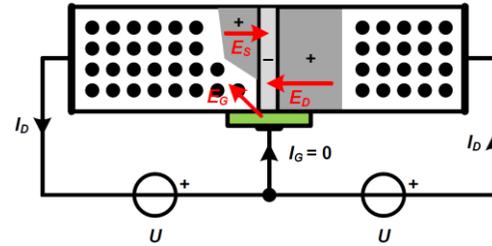
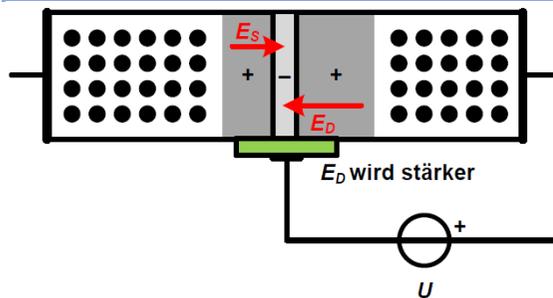
$$\Delta u = \frac{U_R}{2fRC}$$

$$C = \frac{I_a \cdot T}{2 \cdot \Delta u}$$

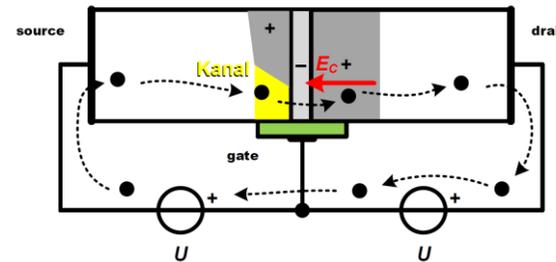
10. MOSFET



10.1. Funktion

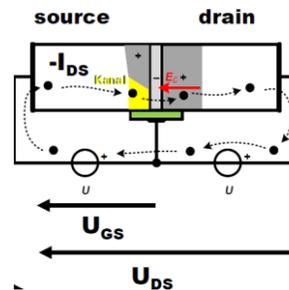
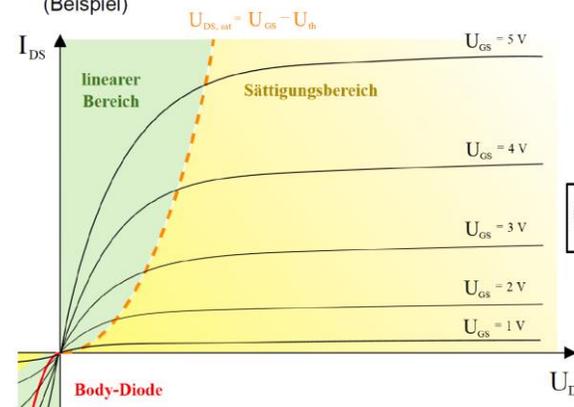


Weg der Elektronen:



10.2. Kennlinie

(Beispiel)

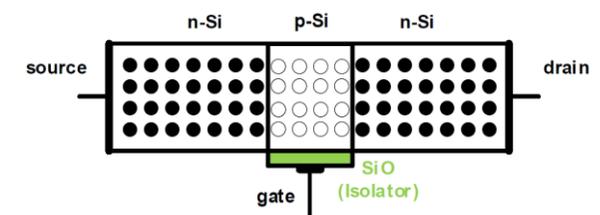
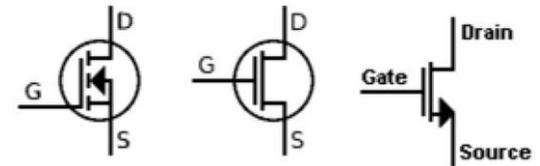


10.3. Eigenschaften

- Gate-Source elektrisches Feld macht aus p-dotiertem Gebiet eine Zone die sich wie ein n-dotiertes Gebiet verhält
- Schaltenergie ist nur für das elektrische Feld nötig (Auf-/Entladung des Kondensators (grün))
- Im statischen Zustand keine Verluste
- Kanal hat näherungsweise ohmsches Verhalten
- MOSFET fast ideales Schaltelement

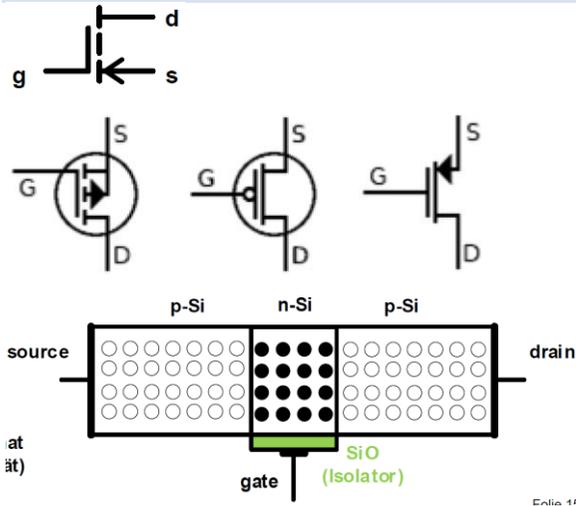
10.4. Varianten

10.4.1. N-Kanal-MOSFET



→ Positive Ladung an Gate öffnet den Kanal

10.4.2. P-Kanal-MOSFET



→ Negative Ladung an Gate öffnet den Kanal

10.5. CMOS

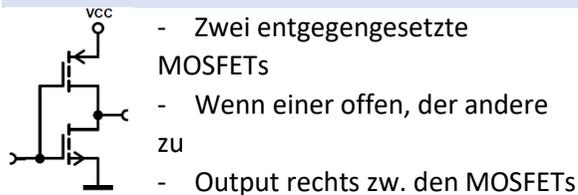
10.5.1. Verwendung

- Logikgatter wie z.B. Inverter
- Switches

10.5.2. Eigenschaften

- Kaum Verlustleistung
- Sehr schnelles Umschalten
- Schnelles Umschalten erforderlich, da im Umschaltmoment beide MOSFETs leiten

10.5.3. Aufbau



- Zwei entgegengesetzte MOSFETs
- Wenn einer offen, der andere zu
- Output rechts zw. den MOSFETs

10.6. Praktischer MOSFET

Hat eine Substratdiode.

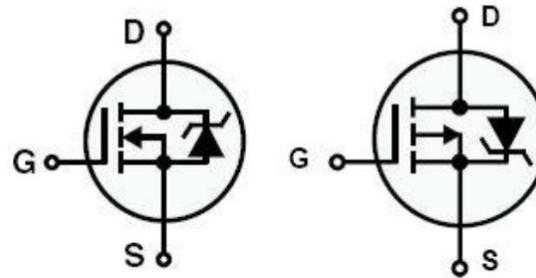
→ Diode zwischen Substrat und Drain

→ Schützt vor Überspannung (negative Spannung auf Fluss-Spannung reduziert, positive Überspannung auf ca. 50V limitiert)

→ Falls MOSFET falsch eingesetzt, führt das zu Kurzschluss!

N-channel

P-channel

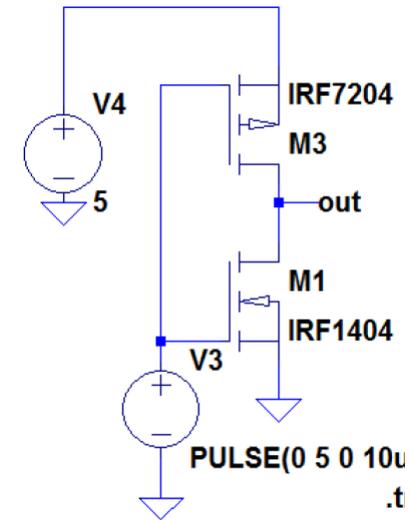


10.7. Schwellenspannung

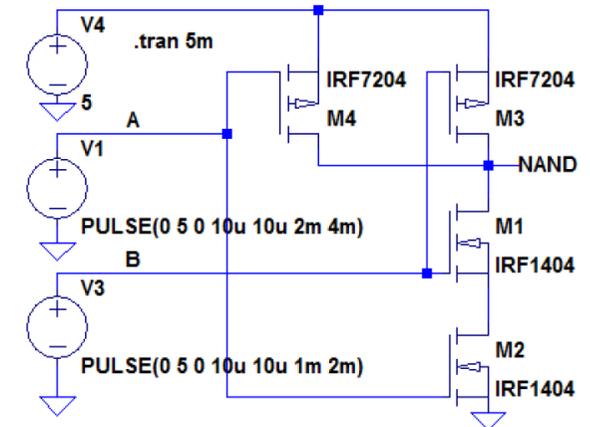
- Steuerung der Schwellenspannung sehr gross
- Daher Ansteuerspannung höher als grösste Schwellenspannung wählen
- Einzel-MOSFET wird kaum für analoge Verstärkung gewählt, stattdessen MOSFET-OpAmp

10.8. Digitalschaltungen

10.8.1. Inverter



10.8.2. NAND



10.9. Kanalwiderstand

$$R_{DS} \approx \frac{1}{2k(u_{DS} - u_{th})}$$

gilt wenn: $\frac{u_{DS}}{2} \ll u_{DS} - u_{th}$

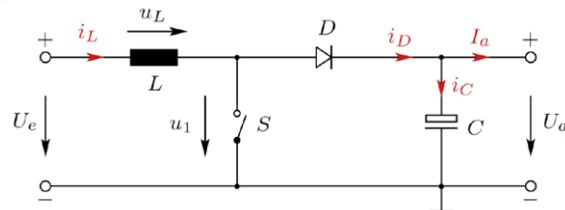
k : Transkonduktanz $k, [k] = \frac{A}{V^2}$

u_{th} : Schwellenspannung

u_{DS} : Spannung zw. Drain und Substrat

11. Verschiedene Wandler

11.1. Aufwärtswandler



11.1.1. Formeln

Leistung in Spule = $W = \frac{1}{2} LI^2$

$$L = \frac{u_e^2 \cdot T_{ein}^2}{2T \cdot u_a \cdot I_a}$$

$$C = \frac{I_a \cdot T \cdot p}{\Delta u}$$

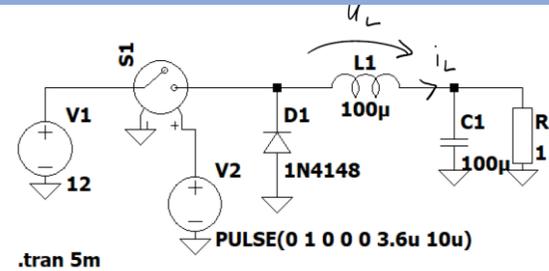
T_{ein} : Zeit während der der Schalter eingeschaltet ist

T : Periode

$$T_{ein} = p \cdot T$$

L : Induktivität der Spule

11.2. Abwärtswandler



11.2.1. Formeln

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta u} = \frac{u_a \cdot T^2(1-p)}{8 \cdot L \cdot \Delta u_a}$$

$$\Delta Q = \frac{T \cdot \Delta i}{8}$$

$$\Delta i = \frac{u_a \cdot T_{aus}}{L}$$

$$I_a = \frac{i_{maximum} + i_{minimum}}{2}$$

$$L_{minimum} = \frac{u_a \cdot T(1-p)}{2 \cdot I_{a,min}}$$

$$p = \frac{u_a}{u_e}$$

T : Periode

$T_{aus} = (1-p)T$: Schalter ausgeschaltet

Δi : Welligkeit des Stromes

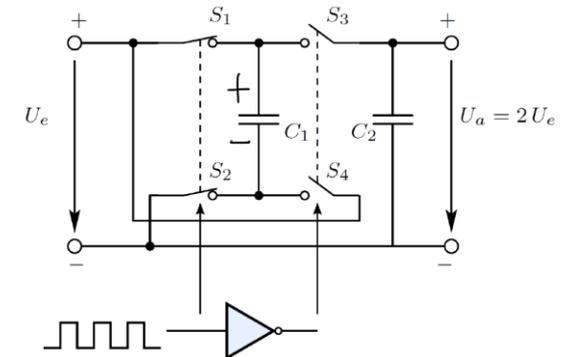
L : Induktivität

11.2.2. Eigenschaften

- RC-Schaltung möglich aber hohe Verluste
- Daher Spule statt Widerstand

- Verhindert, dass Spannung an Kondensator hochschnellt, wenn S geschlossen
- Wenn S offen, muss Spulenstrom einen Weg haben, daher Diode D

11.3. Ladungspumpe



→ Alternative zum Aufwärtswandler

11.3.1. Funktion

Beginn:

S_1, S_2 : zu

S_3, S_4 : offen

$$U_{C2} = 0$$

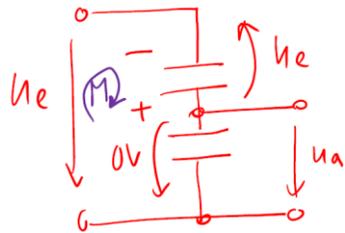
$$U_{C1} = U_e$$

Dann:

S_1, S_2 : offen

S_3, S_4 : zu

Beim Schalten gilt daher:



$$\rightarrow U_a = 2U_e$$

Somit ergibt sich:

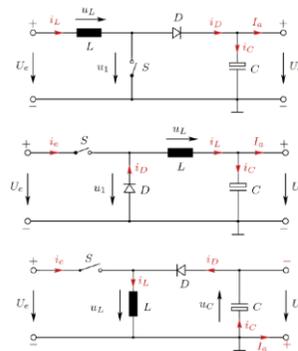
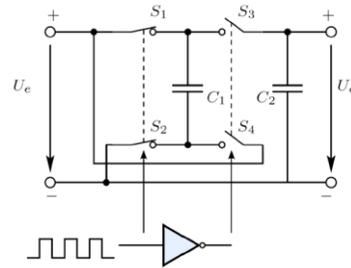
- Ohne Last: C_2 wird auf $2U_e$ aufgeladen
- Mit Last: Welligkeit in der Ausgangsspannung

11.3.2. Eigenschaften

- Ganzzahliges Vielfaches der Eingangsspannung gut realisierbar
- Negative Spannung gut realisierbar
- Nicht ganzzahlige Vielfache möglich, aber nur mit sehr schlechtem Wirkungsgrad
- Energieverluste bei Umladung an Kanalwiderständen der MOSFETs: $P = I^2 \cdot R$
- Verluste (P) steigen quadratisch mit Stromstärke \rightarrow Ladungspumpe nur für kleine Ströme effizient

11.4. Kategorisierung DC/DC Wandler

Ohne Induktivität, nur Kapazität:
Ladungspumpe / Charge Pump



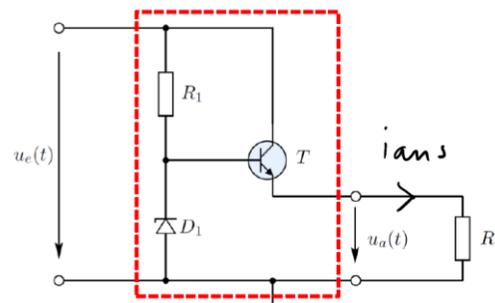
Aufwärtswandler
Boost converter
Step-up converter

Abwärtswandler
Buck converter
Step-down converter

Inverswandler
Inverting converter

11.5. Spannungsregler

Kann Spannung nur reduzieren



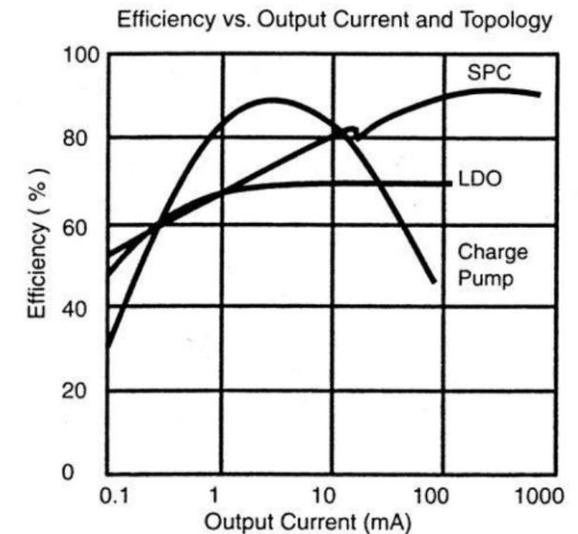
$$P = (U_e - U_a) \cdot i_{aus}$$

P: Verlustleistung

11.5.1. Eigenschaften

- Energieeffizienz schlecht
- Daher meist nur in Prototypen verwendet, oder für kleine Spannungsdifferenzen und/oder kleine Ströme

11.6. Effizienzvergleich



SPC: *switched power converter*

Source Voltage = 4.2 V
 Load Voltage = 3.0 V
 Control IC = TC105, **Buck Converter**
 Switching Frequency = 300 KHz
 Inductor = 22 µH

LDO: *Low Drop-Out Regulator*

Source Voltage = 4.2 V
 Load Voltage = 3.0 V *ΔU klein!*
 Control IC = TC1185, FET Output

Charge Pump:

Source Voltage = 4.2 V
 Load Voltage = -4.2 V
 Control IC = TC7662A, **Voltage Inverter**
 Switching Frequency = 12 KHz

SPC:

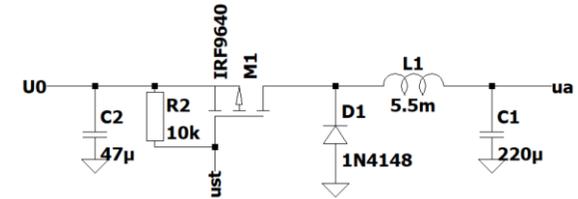
Load Voltage = **3.0 V**
 Load Current = 100 mA
 Control IC = TC105, Buck Converter
 Switching Frequency = 300 KHz
 Inductor = 22 µH

LDO:

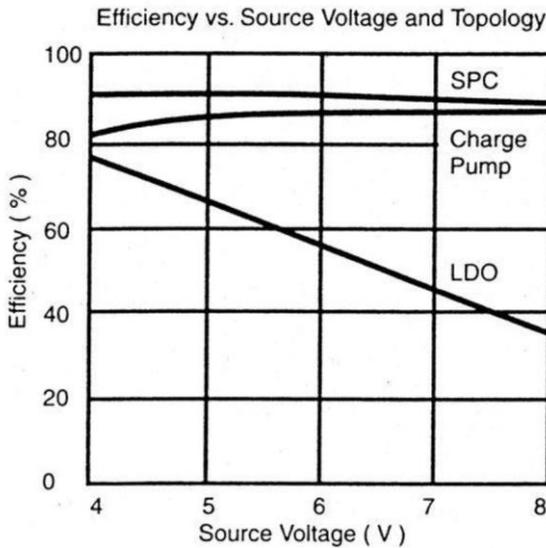
Load Voltage = **3.0 V**
 Load Current = 100 mA
 Control IC = TC1185, FET Output

Charge Pump:

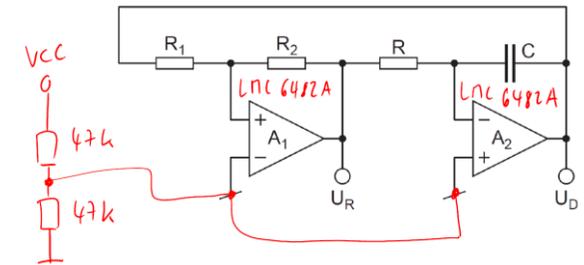
Load Voltage = **- Source Voltage**
 Load Current = 10 mA
 Control IC = TC7662A, Voltage Inverter
 Switching Frequency = 12 KHz



- Mit PMOS
- PMOS ein, wenn $U_{GS} < 0$: Dh. ust auf 0 stellen
- Wenn ust also auf 0V, dann steigt der Spulenstrom



12.2. Single-Supply-Taktgeber



→Dreieck-Rechteck-Generator

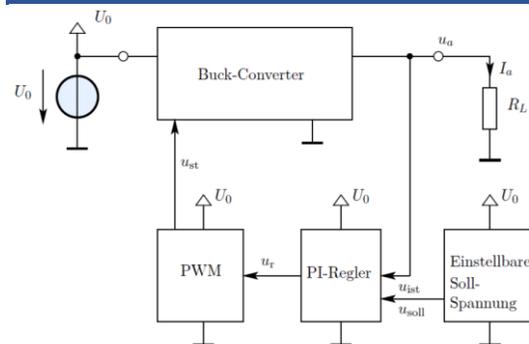
Single-Supply durch:

- 0V Potential auf halbes Speisungspot. Gehoben
- Rail-to-Rail OpAmp (LMC6482A)

12.3. Regelungsprinzip

- Ausgangsspannung abhängig von Tastverhältnis (Duty Cycle, $\frac{T_{ein}}{T}$)
- Steuerung des Tastverhältnisses
- Hohe Ausgangsspannung: Duty Cycle klein: ust lang auf 0V

12. Geregelter Abwärtswandler

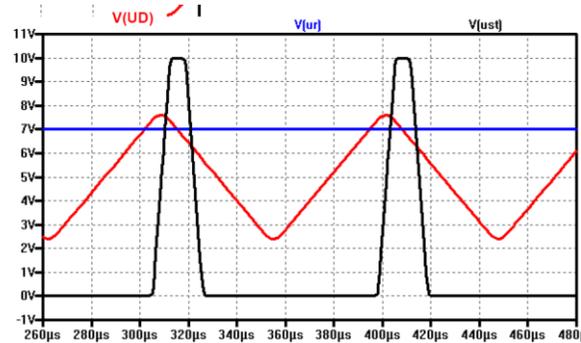
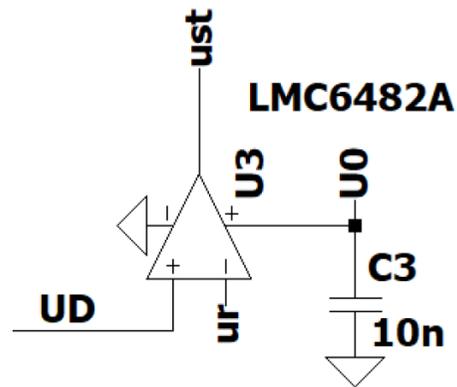


12.1. Abwärtswandler (Buck-Converter)

- Niedrige Ausgangsspannung: Duty Cycle gross: ust kurz auf 0V

12.3.1. Steuerung des Duty Cycle

- Ausgang U_D des Generators ist die Dreiecksspannung
- Diese wird mit einer Festspannung verglichen, dies erzeugt ein Rechtecksignal mit Duty Cycle abhängig von Festspannung ur



Dreieck-Rechteck-Generator gekoppelt mit Komparator ergibt Pulse-Width-Modulator (PWM)

12.3.2. Regelung bei Laständerungen

- Zunehmende Belastung → Ausgangsspannung sinkt, wenn Duty-Cycle gleich
- Anpassung von Duty-Cycle → Zielspannung erreichen, solange $P_{aus} < P_{ein,max}$
- Duty-Cycle muss dauernd korrigiert werden, in Abhängigkeit der Ausgangsspannungsänderung
- Mit PI-Regler (kein Prüfungsstoff)

13. Grundlegende Formeln

13.1. Widerstand

$$U = RI$$

$$\text{Spannungsteiler: } u_{mitte} = u_{ein} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Reihenschaltung: } R_{tot} = R_1 + R_2$$

$$\text{Parallelschaltung: } \frac{1}{R_{tot}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

13.2. Kondensator

13.2.1. Lade/Entladezeit

$$T = 5RC, \quad R: \text{Widerst. vor Kondensator}$$

$$\Delta Q = I \cdot \Delta t$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta u$$

13.3. Spule

Linearer Anstieg:

$$u_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

13.4. OpAmp

13.4.1. Input Offset Current

Differenz zwischen dem Stromfluss beim positiven Eingang und negativen Eingang des OpAmp