



# Elektronik 1, Foliensatz 4: MOS-Transistoren und Operationsverstärker

G. Kemnitz

Institut für Informatik, TU-Clausthal (E1F4.pdf)  
29. November 2023



## Inhalt Foliensatz 4

### MOS-Transistoren

- 1.1 Verstärker
- 1.2 Schaltbetrieb
- 1.3 CMOS-Gatter
- 1.4 Speicherzellen
- 1.5 Aufgaben

### Operationsverstärker

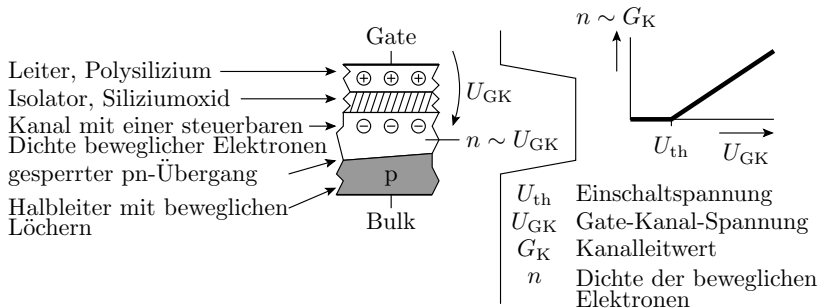
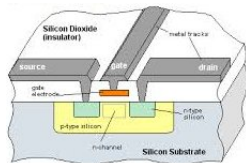
- 2.1 Verstärker
- 2.2 Rechenelemente
- 2.3 Komparator
- 2.4 Digital-Analog-Umsetzer
- 2.5 Analog-Digital-Umsetzer



# MOS-Transistoren

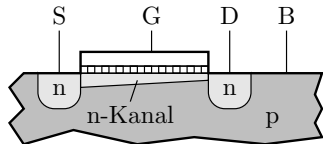
## Funktionsprinzip

- Über der Halbleiteroberfläche befindet sich, isoliert durch eine dünne Oxidschicht, die Steuerelektrode, das Gate.
- Die Gate-Kanal-Spannung steuert die Dichte der beweglichen Ladungsträger (Elektronen oder Löcher) und damit den Leitwert im Kanal.

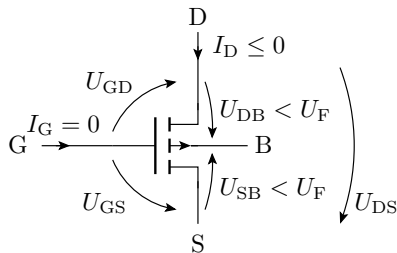
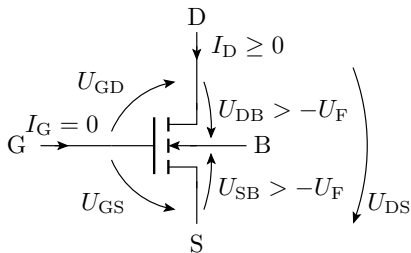
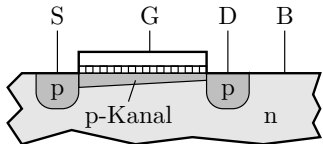


## Aufbau und Anschlüsse

NMOS-Transistor



PMOS-Transistor

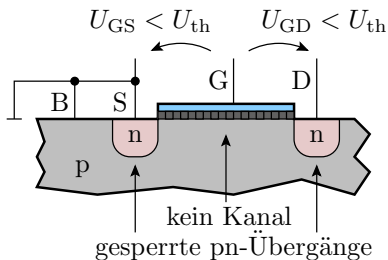




## Bezeichnung der Anschlüsse, Spannungen etc.

|   |   |          |                                   |
|---|---|----------|-----------------------------------|
| G | Gate (Steueranschluss)                          | $U_{GS}$ | Gate-Source-Spannung              |
| S | Source (Quelle bewegl. Lad.)                    | $U_{GD}$ | Gate-Drain-Spannung               |
| D | Drain (Abfluss bewegl. Lad.)                    | $U_{DS}$ | Drain-Source-Spannung             |
| B | Bulk / Substrat                                 | $U_{SB}$ | Source-Bulk-Spannung              |
| n | n-leitfähiges Gebiet<br>(bewegliche Elektronen) | $U_{DB}$ | Drain-Bulk-Spannung               |
| p | p-leitfähiges Gebiet<br>(bewegliche Löcher)     | $U_F$    | Flussspannung des<br>pn-Übergangs |
|   |   | $I_D$    | Drainstrom                        |
|   |   | $I_G$    | Gatestrom (praktisch null)        |

## Arbeitsbereiche: Sperrbereich



Der Kanal ist von Anfang bis Ende ausgeschaltet:

$$\text{NMOS: } U_{GS} < U_{th} \text{ und } U_{GD} < U_{th}$$

$$\text{PMOS: } U_{GS} > U_{th} \text{ und } U_{GD} > U_{th}$$

( $U_{th}$  – Einschaltspannung). Der Drainstrom ist Null.

## aktiver Bereich

NMOS:  $U_{GS} > U_{th}$  und

$$U_{GD} > U_{th}$$

PMOS:  $U_{GS} < U_{th}$  und

$$U_{GD} < U_{th}$$

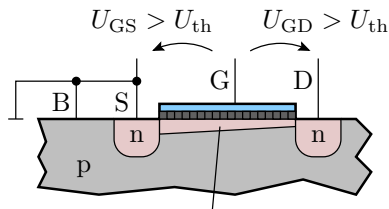
- Wenn das Potenzial entlang des Kanals konstant ist ( $U_{DS} \rightarrow 0$ ):

$$G_{\text{Kanal}} = \frac{I_D}{U_{DS}} = K \cdot (U_{GS} - U_{th})$$

- Sonst, wenn im Kanal Strom fließt (für NMOS-Transistoren  $U_{DS} > 0$  und für PMOS-Transistoren  $U_{DS} < 0$ ):

$$I_D = K \cdot \left( (U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right)$$

( $K$  – Steilheit,  $U_{th}$  – Einschaltspannung, beide für selbstsperrende NMOS-Transistoren positiv und für selbstsperrende PMOS-Transistoren negativ).



leitender Kanal vom Source bis zum Drain



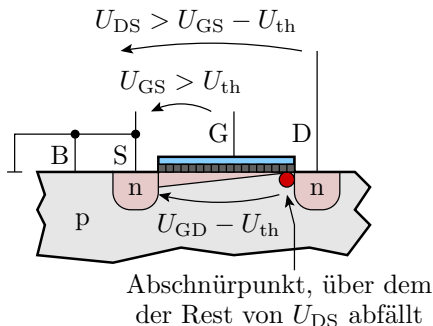
## Abschnürbereich

NMOS:  $U_{GS} > U_{th}$  und  
 $U_{GD} < U_{th}$   
 PMOS:  $U_{GS} < U_{th}$  und  
 $U_{GD} > U_{th}$

Für  $U_{DS} > U_{GS} - U_{th}$  nehmen Ladungsdichte, Feldstärke und Strom im leitfähigen Teil des Kanal gegenüber  $U_{DS} = U_{GS} - U_{th}$  nicht weiter zu. Die hinzukommende Spannung fällt über dem Abschnürpunkt ab. Verhalten einer gesteuerten Stromquelle:

$$I_D = K \cdot \frac{(U_{GS} - U_{th})^2}{2}$$

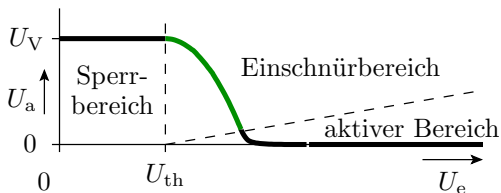
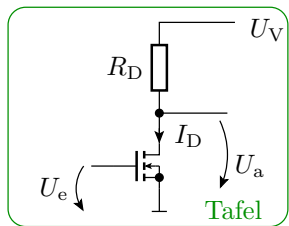
( $K$  – Steilheit,  $U_{th}$  – Einschaltspannung).





## Verstärker

## Einfacher Verstärker



$$I_D = \begin{cases} 0 & U_e < U_{th} \\ \frac{K}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2 & U_a > (U_e - U_{th}) \\ K \cdot \left( (U_e - U_{th}) \cdot U_a - \frac{U_a^2}{2} \right) & \text{sonst} \end{cases}$$



## Übertragungsfunktion und Verstärkung

Verstärker nutzen hauptsächlich den Abschnürbereich.

Voraussetzungen für den Abschnürbereich:

- Eingangsspannung:

$$U_e > U_{th}$$

- Ausgangsspannung:

$$U_a > U_e - U_{th}$$

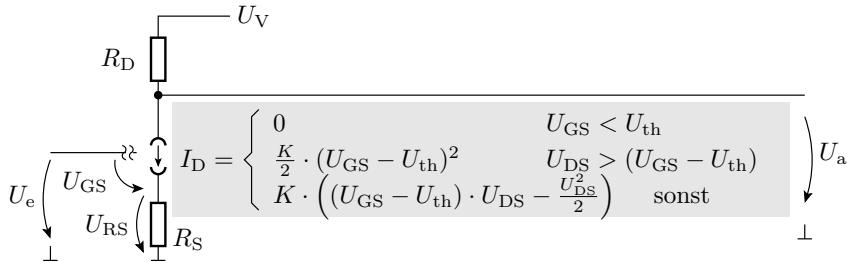
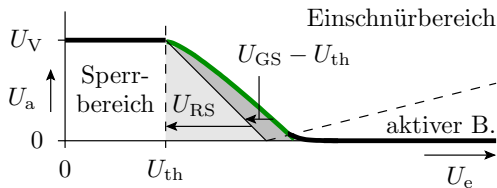
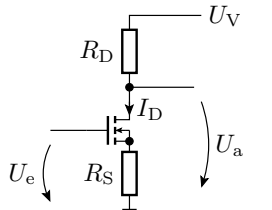
Übertragungsfunktion:

$$U_a = U_V - \frac{K \cdot R_{DS}}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2$$

Verstärkung:

$$v_U = \frac{dU_a}{dU_e} = -K \cdot R_{DS} \cdot (U_e - U_{th})$$

## Linearisierung



## Betrieb im Abschnürbereich

$$\begin{aligned}U_e &= U_{GS} + U_{RS} \\U_{GS} &= \sqrt{\frac{2 \cdot I_D}{K}} + U_{th} = \sqrt{\frac{2 \cdot (U_V - U_a)}{K \cdot R_D}} + U_{th} \\U_e &= \sqrt{\frac{2 \cdot (U_V - U_a)}{K \cdot R_D}} + U_{th} + \frac{R_S}{R_D} \cdot (U_V - U_a)\end{aligned}$$

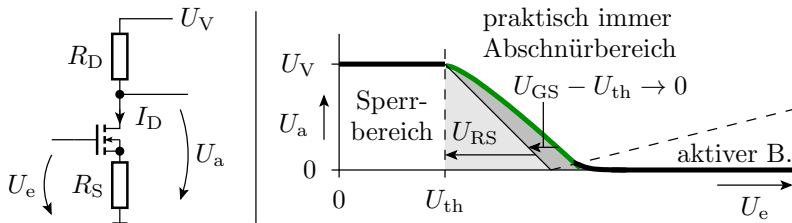
Kehrwert der Verstärkung:

$$\frac{dU_e}{dU_a} = \frac{1}{v_u} = -\frac{R_S}{R_D} - \frac{1}{R_D} \cdot \sqrt{\frac{R_D}{2 \cdot K \cdot (U_V - U_a)}}$$

für

$$R_S \gg \sqrt{\frac{R_D}{2 \cdot K \cdot (U_V - U_a)}} \Rightarrow v_u \approx -\frac{R_D}{R_S}$$

## Linearisierung graphisch



Für  $U_{GS} \ll U_{RS}$  gilt:

$$U_e \approx U_{RS} + U_{th}$$

$$U_a = U_V - \frac{R_D}{R_S} \cdot U_{RS} \approx U_V - \frac{R_D}{R_S} \cdot (U_e - U_{th})$$

$$v_u = \frac{dU_a}{dU_e} \approx -\frac{R_D}{R_S}$$



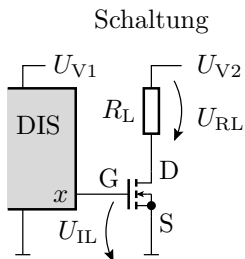
## Schaltbetrieb



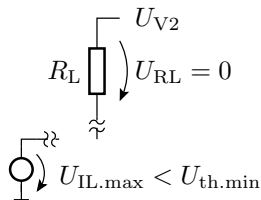
## Low-Side-Schalter

- Schalten des »Minusanschlusses«
- Source ist der Bezugspunkt (Masse)

Fall 1: Transistor sperrt ( $x = 0$ ;  $U_{GS} < U_{th}$ )

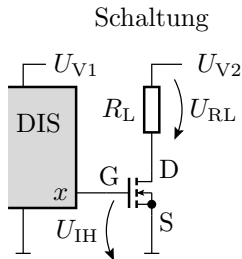


Ersatzschaltung für  $x = 0$

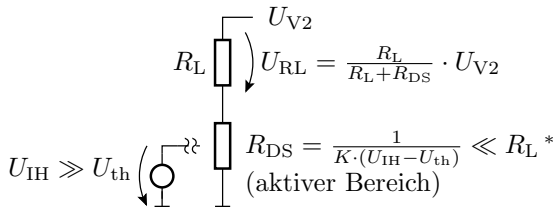


(DIS – digitaler integrierter Schaltkreis, z.B. ein Mikroprozessor).

## Fall 2: Transistor eingeschaltet ( $x = 1; U_{GS} \gg U_{th}$ )



Ersatzschaltung für  $x = 1$



\* Gültigkeitsvoraussetzung für das Berechnungsmodell

$$I_D = K \cdot \left( (U_{IH} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right) \approx K \cdot (U_{IH} - U_{th}) \cdot U_{DS}$$



## Leistungsumsatz

$$I_D = \frac{U_{V2}}{R_L + R_{DS}}$$

- Umgesetzte Leistungen:

$$P_{RL} = \frac{R_L \cdot U_{V2}^2}{(R_L + R_{DS})^2} \quad P_{Tr} = \frac{R_{DS} \cdot U_{V2}^2}{(R_L + R_{DS})^2}$$

$P_{RL}$ : Leistungsumsatz im Lastwiderstand

$P_{Tr}$ : Leistungsumsatz im Transistor

$$P_{Tr} = \frac{R_{DS}}{R_L} \cdot P_{RL}$$

- Wegen  $R_{DS} \ll R_L$  sehr günstiges Verhältnis.  
⇒ Steuerung von Lasten bis zu mehreren hundert Watt.



## Beispiele für Low-Side-Schalter

| Typ                        | $R_{DS}(U_{IH})$      | $U_{th}$  | $I_{Dmax}$ | $U_{DSmax}$ | $P_{max}$ |
|----------------------------|-----------------------|-----------|------------|-------------|-----------|
| IRFD014                    | 200 m $\Omega$ (10 V) | 2 ... 4 V | 1,2 A      | 60 V        | 1,3 W     |
| RFD14N05L                  | 100 m $\Omega$ (5 V)  | 1 ... 2 V | 14 A       | 50 V        | 48 W      |
| BUK100-50GL <sup>(1)</sup> | 125 m $\Omega$ (5 V)  | 1 ... 2 V | 13,5 A     | 50 V        | 40 W      |

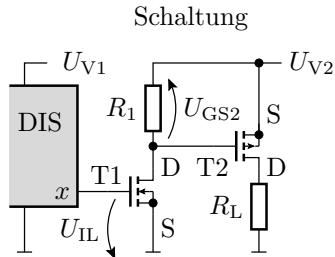
<sup>(1)</sup> mit integrierten Schutzfunktionen gegen zu hohe Bauteiltemperaturen und Ströme;  $R_{DS}$  – Drain-Source-Widerstand;  $U_{GS}$  – Gate-Source-Spannung;  $U_{th}$  – Einschaltspannung;  $I_{Dmax}$  – max. zulässiger Drain-Strom;  $U_{DSmax}$  – max. zulässige Drain-Source-Spannung;  $P_{max}$  – max. zulässige Verlustleistung. Die Steilheit ergibt sich aus  $R_{DS}$  und der zugehörigen Gate-Source-Spannung:

$$K = \frac{1}{R_{DS} \cdot (U_{IH} - U_{th})}$$

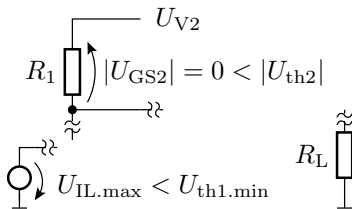
## High-Side-Schalter

Ein High-Side-Schalter schaltet die Verbindung zwischen dem Ausgabeelement und dem positiven Versorgungsanschluss:

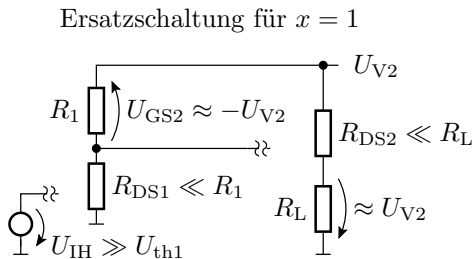
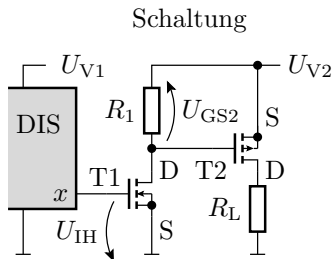
- PMOS-Transistor mit dem Source (Bezugspunkt) an  $+U_V$ .
- Digitale Schaltkreise haben den negativen Versorgungsanschluss als Bezugspunkt.
- Zweiter Transistor zur Änderung des Bezugspotentials.



Ersatzschaltung für  $x = 0$



## Ersatzschaltung für »Last ein«



## Beispiele für High-Side-Schalter

| Typ                      | $R_{DS}(U_{IH})$          | $U_{th}$   | $I_{Dmax}$ | $U_{DSmax}$ | $P_{max}$      |
|--------------------------|---------------------------|------------|------------|-------------|----------------|
| IRFD9024                 | 260 m $\Omega$<br>(-10 V) | -2 ... 4 V | -1,1 A     | -60 V       | 1,3 W          |
| IPS5451 <sup>(1,2)</sup> | 20 ... 30 m $\Omega$      |            | -14 A      | -50 V       | <sup>(3)</sup> |
| IRFD9640                 | 500 m $\Omega$<br>(-10 V) | -2 ... 4 V | -11 A      | -200 V      | 50 W           |

$$K = (R_{DS} \cdot |U_{IH} - U_{th}|)^{-1}$$

- (1) Mit integrierten Schutzfunktionen gegen zu hohe Bauteiltemperaturen und Ströme.
- (2) Mit der Schaltung zur Transformation digitaler Steuerspannungen mit negativem Bezugspunkt in die Steuerspannungen für den Schalttransistor.
- (3) Die Leistung ergibt sich aus der Abschalttemperatur und hängt von der Kühlung ab.



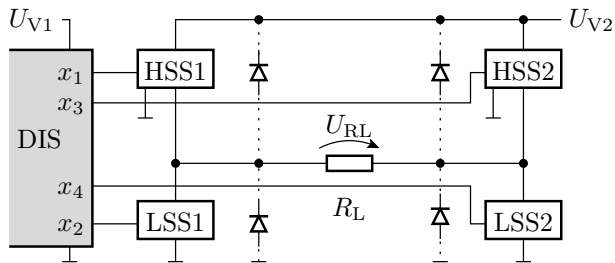
PMOS-Transistoren haben bei gleicher Geometrie etwa den doppelten Einschaltwiderstand. Grund: geringere Beweglichkeit<sup>1</sup> der Löcher im p-Kanal im Vergleich zu den Elektronen im n-Kanal.

---

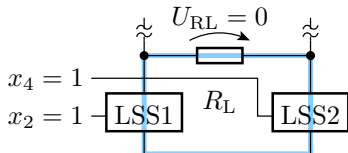
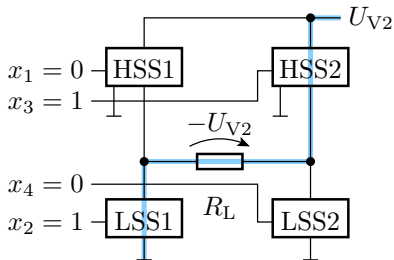
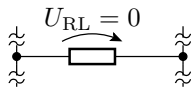
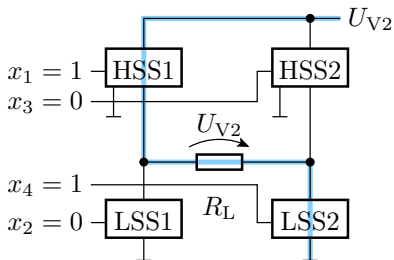
<sup>1</sup>Beweglichkeit ist das Verhältnis aus Geschwindigkeit und Feldstärke der beweglichen Ladungsträger.



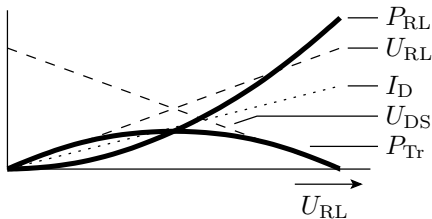
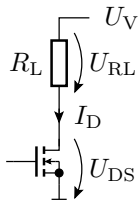
# H-Brücke



## Betriebsarten



# Stufenlose Leistungssteuerung konventionell

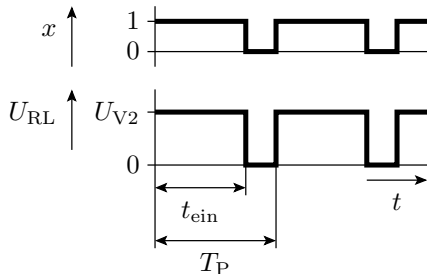
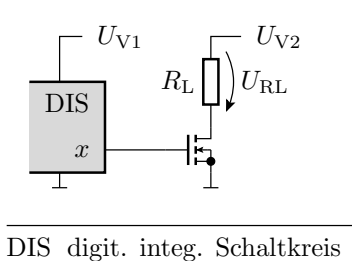


$$P_{RL} = \frac{(U_{RL})^2}{R_L}$$

$$P_{Tr} = \frac{(U_V - U_{RL}) \cdot U_{RL}}{R_L}$$

$$P_{Tr,max} = \frac{U_V^2}{4 \cdot R_L}$$

## Pulsweitenmodulation



Ausgabeleistung proportional zur relativen Pulsweite:

$$\eta_T = \frac{t_{\text{ein}}}{T_P}$$

Im Mittel im Transistor umgesetzte Leistung:

$$P_{\text{Tr}} = \frac{R_{\text{DS}}}{R_L} \cdot P_{\text{RL}}$$

## Wiederholung 25.11.2021

**Ausschaltbereich:**  $I_D = 0$

**NMOS:**  $U_{GS} < U_{th}$  und  $U_{GD} < U_{th}$

**PMOS:**  $U_{GS} > U_{th}$  und  $U_{GD} > U_{th}$

**Aktiver Bereich:**

$$I_D = K \cdot \left( (U_{GS} - U_{th}) \cdot U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right)$$

**NMOS:**  $U_{GS} > U_{th}$  und  $U_{GD} > U_{th}$

**PMOS:**  $U_{GS} < U_{th}$  und  $U_{GD} < U_{th}$

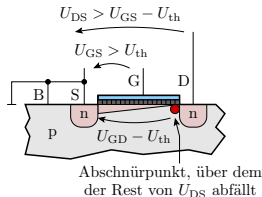
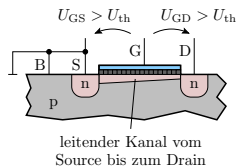
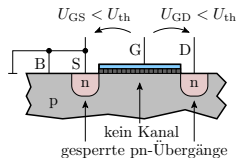
**Einschnürrbereich:**

$$I_D = \frac{K}{2} \cdot (U_{GS} - U_{th})^2$$

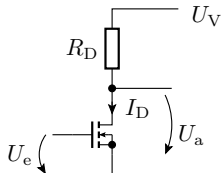
**NMOS:**  $U_{GS} > U_{th}$  und  $U_{GD} < U_{th}$

**PMOS:**  $U_{GS} < U_{th}$  und  $U_{GD} > U_{th}$

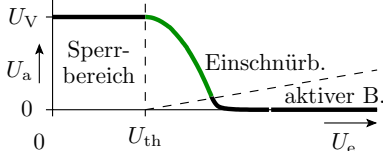
( $K$  – Steilheit,  $U_{th}$  – Einschaltspannung).



## ■ Verstärker nutzen den Einschürrbereich:

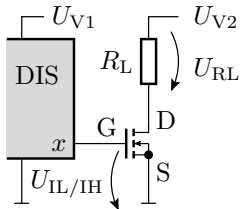


$$I_D = \begin{cases} 0 & U_e < U_{th} \\ \frac{K}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2 & U_a > (U_e - U_{th}) \\ K \cdot ((U_e - U_{th}) \cdot U_a - \frac{U_a^2}{2}) & \text{sonst} \end{cases}$$

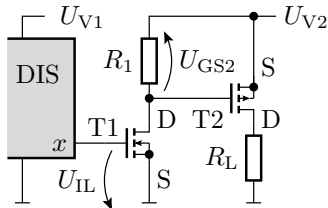


## ■ Schaltbetrieb

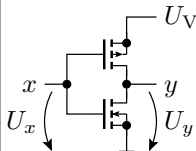
### Low-Side-Schalter



### High-Side-Schalter



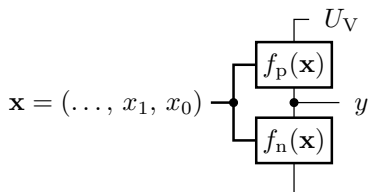
### CMOS-Inverter





# CMOS-Gatter

## Allgemeiner Aufbau



| $f_n(\mathbf{x})$ | $f_p(\mathbf{x})$ | $y = f(x)$        |
|-------------------|-------------------|-------------------|
| 0                 | 0                 | hochohmig/inaktiv |
| 0                 | 1                 | 1                 |
| 1                 | 0                 | 0                 |
| 1                 | 1                 | verboten          |

$$f_n(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0 & \text{Zweipol gesperrt} \\ 1 & \text{Zweipol leitend} \end{cases}$$

$$f_p(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0 & \text{Zweipol gesperrt} \\ 1 & \text{Zweipol leitend} \end{cases}$$

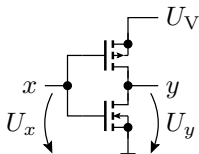


## CMOS-Inverter

Schaltsymbol

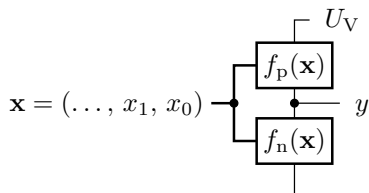


Transistorschaltung



- $x = 0$ : NMOS-Transistor aus, PMOS-Transistor ein,  $y = 1$
- $x = 1$ : NMOS-Transistor ein, PMOS-Transistor aus,  $y = 0$

## FCMOS-Gatter



- Komplementäre Funktionen des NMOS- und des PMOS-Zweipols

$$f_P(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x})$$

$$f_N(\mathbf{x}) = \overline{f(\mathbf{x})}$$

- Innerhalb der Zweipole:
  - Reihenschaltung von Transistoren  $\Rightarrow$  UND (Operator  $\wedge$ )
  - Parallelschaltung von Transistoren  $\Rightarrow$  ODER (Operator  $\vee$ )
  - PMOS-Transistoren invertieren (schalten bei  $x_i = 0$  ein)



## Umformregeln für logische Ausdrücke

| Umformungsregel  | Bezeichnung          |
|--|----------------------|
| $\bar{\bar{x}} = x$  | doppelte Negation    |
| $x \vee 1 = 1 \quad x \vee \bar{x} = 1$<br>$x \wedge 0 = 0 \quad x \wedge \bar{x} = 0$                             | Eliminationsgesetze  |
| $x_1 \vee (x_1 \wedge x_2) = x_1$<br>$x_1 \wedge (x_1 \vee x_2) = x_1$   | Absorbionsgesetze    |
| $\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 = \overline{x_1 \wedge x_2}$<br>$\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2 = \overline{x_1 \vee x_2}$   | de morgansche Regeln |
| $x_1 \wedge x_2 = x_2 \wedge x_1$<br>$x_1 \vee x_2 = x_2 \vee x_1$   | Kommutativgesetz     |
| $(x_1 \vee x_2) \vee x_3 = x_1 \vee (x_2 \vee x_3)$<br>$(x_1 \wedge x_2) \wedge x_3 = x_1 \wedge (x_2 \wedge x_3)$ | Assoziativgesetz     |
| $x_1 \wedge (x_2 \vee x_3) = (x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3)$   | Distributivgesetz    |



## Beweis durch Aufstellen der Wertetabellen

Beispiel De Morgan'sche Regeln:

| $x_1$ | $x_2$ | $\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2$ | $\overline{x_1 \wedge x_2}$ | $\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2$ | $\overline{x_1 \vee x_2}$ |
|-------|-------|----------------------------|-----------------------------|------------------------------|---------------------------|
| 0     | 0     | 1                          | 1                           | 1                            | 1                         |
| 0     | 1     | 1                          | 1                           | 0                            | 0                         |
| 1     | 0     | 1                          | 1                           | 0                            | 0                         |
| 1     | 1     | 0                          | 0                           | 0                            | 0                         |

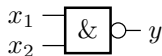
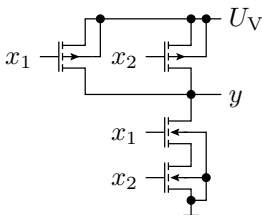
- Ohne Klammern hat UND-Vorrang vor ODER.
- Der UND-Operator » $\wedge$ « kann in logischen Ausdrücken weggelassen werden und hat Vorrang vor ODER » $\vee$ «:

$$(x_1 \wedge x_2) \vee (x_1 \wedge x_3) = x_1 x_2 \vee x_1 x_3$$

- Vor Anwendung »De Morgan« (Tausch UND  $\Leftrightarrow$  ODER) Klammern einfügen.

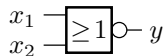
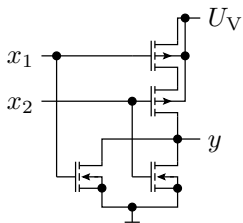
# NAND-Gatter

$$\begin{aligned}y(\mathbf{x}) &= \overline{x_1 x_2} \\f_n(\mathbf{x}) &= x_1 x_2 \\f_p(\mathbf{x}) &= \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2\end{aligned}$$



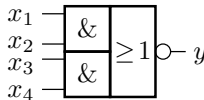
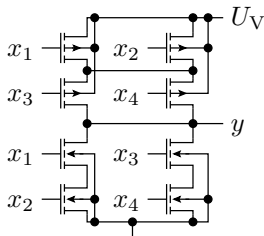
## NOR-Gatter

$$\begin{aligned}
 y(\mathbf{x}) &= \overline{x_1 \vee x_2} \\
 f_n(\mathbf{x}) &= x_1 \vee x_2 \\
 f_p(\mathbf{x}) &= \bar{x}_1 \bar{x}_2
 \end{aligned}$$



## Komplexgatter

$$\begin{aligned}
 y(\mathbf{x}) &= \overline{x_1 x_2 \vee x_3 x_4} \\
 f_n(\mathbf{x}) &= x_1 x_2 \vee x_3 x_4 \\
 f_p(\mathbf{x}) &= (\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2)(\bar{x}_3 \vee \bar{x}_4)
 \end{aligned}$$



## Logische Ausdrücke vorher vereinfachen

Komplexe logische Zielfunktionen lassen sich oft vor der Umsetzung in ein Gatter durch Anwendung der

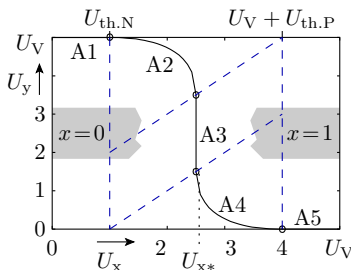
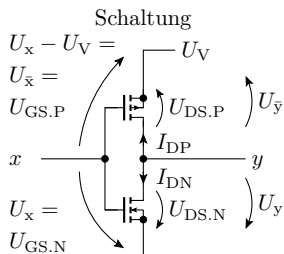
- Eliminationsgesetze,
- Absorbationsgesetze und

anderer Umformungsregeln vereinfachen. Beispiel:

$$y = \overline{(x_1 x_2 x_3) \vee x_1 \vee x_2} = \overline{x_1 \vee x_2}$$



## Übertragungsfunktion eines CMOS-Inverters



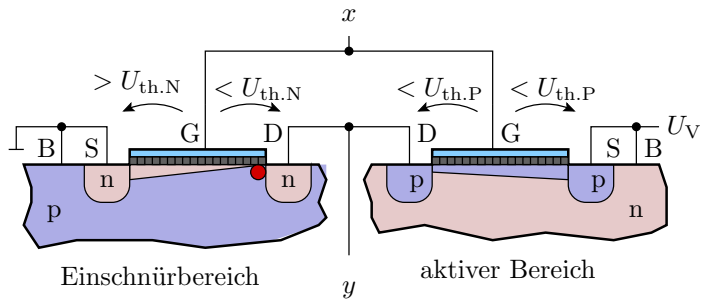
Arbeitsbereiche

|    | NMOS | PMOS |
|----|------|------|
| A1 | S    | A    |
| A2 | E    | A    |
| A3 | E    | E    |
| A4 | A    | E    |
| A5 | A    | S    |

(S – Sperrbereich; E – Ab- (Ein-) schnürbereich; A – aktiver Bereich)

- In einem korrekten Entwurf ist nach jedem Schaltvorgang ein Transistorzweig gesperrt (Arbeitsbereich A1 oder A5).
- Die Arbeitsbereiche A2 bis A4 sollten nur während der Schaltvorgänge auftreten.

## Arbeitsbereich A2



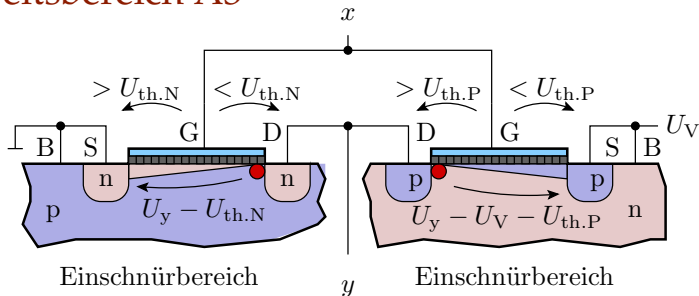
- Bedingung:

$$U_{th.N} < U_x < U_{x*}$$

- $U_x \rightarrow U_y$ : Lösungen der folgenden quadratischen Gleichung:

$$0 = K_N \cdot \frac{(U_x - U_{th.N})^2}{2} + K_P \cdot \left( (U_{\bar{x}} - U_{th.P}) \cdot U_{\bar{y}} - \frac{U_{\bar{y}}^2}{2} \right)$$

## Arbeitsbereich A3

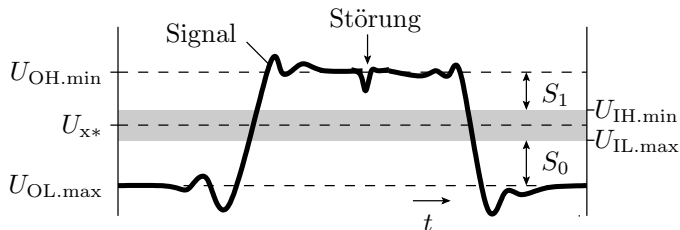


- Für eine bestimmte Eingangsspannung  $U_x = U_{x*}$  arbeiten beide Transistoren als gesteuerte Stromquellen, die denselben Strom liefern.
- Gleichung zur Berechnung dieser Spannung:

$$0 = K_N \cdot \frac{(U_{x*} - U_{th.N})^2}{2} + K_P \cdot \frac{(U_V - U_{x*} + U_{th.P})^2}{2}$$

- Laut Modell senkrechter Kennlinienverlauf.

## Störabstand



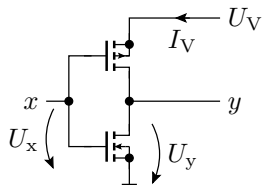
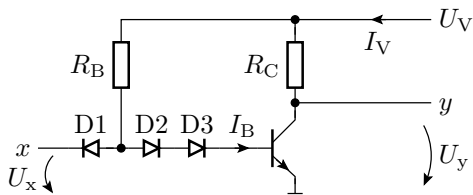

---

|                  |   |
|------------------|---|
| $U_{x*}$         | Umschaltspannung zwischen null und eins |
|                  | Toleranzbereich der Umschaltspannung    |
| $U_{IL}, U_{IH}$ | Eingangsspannung für eine 0 bzw. 1      |
| $U_{OL}, U_{OH}$ | Ausgangsspannung für eine 0 bzw. 1      |

Störabstand: Maximale, der Eingangsspannung überlagerte Störspannung, bei der garantiert keine Fehlfunktion auftritt:

$$S = \min(S_0, S_1) = \min(U_{IL.max} - U_{OL.min}, U_{OH.min} - U_{IH.max})$$

## Vergleich CMOS-Inverter und DT-Inverter



|                   | DT-Inverter                     | CMOS-Inverter                 |
|-------------------|---------------------------------|-------------------------------|
| $U_{OL.max}$      | $U_{CEX} \approx 0,2 V$         | 0                             |
| $U_{OH.min}$      | $U_V$                           | $U_V$                         |
| $U_{x*}$          | $U_{BEF} + U_F \approx 1,4 V^*$ | ideal $U_V/2 \approx 2,5 V^*$ |
| $S$               | $> 1 V^*$                       | $> 2 V^*$                     |
| $I_V$ für $x = 0$ | Strom durch $R_B$               | 0                             |
| $I_V$ für $x = 1$ | Strom durch $R_C$               | 0                             |

( $I_V$  – Versorgungsstrom,  $I_V \cdot U_V$  – Verlustleistung, \* für  $U_V = 5 V$ ).

## Warum werden heute fast nur noch CMOS-Gatter eingesetzt?

- Einfacher Entwurf.
- Geringe Verlustleistung als Voraussetzung für die Integration von Millionen von Gattern auf einem Chip.
- Großer Störabstand.

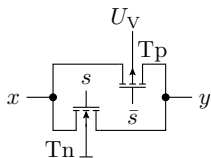
Frühere Gatterschaltungen, insbesondere solche mit Bipolartransistoren, sind aus fast allen Anwendungen verdrängt, auch die behandelten DT-Gatter und ihre Weiterentwicklungen, die TTL-Gatter (TTL – Transistor Transistor Logic), STTL-Gatter (Schottky-TTTL-Gatter) etc.

## Transferrgatter

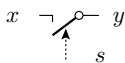
Nachbildung eines Schalters, der sowohl null als auch eine eins an seinen Ausgang weiterleiten kann:

- Parallelschaltung eines NMOS- und eines PMOS-Transistors.
- Benötigt das direkte und das negierte Steuersignal.

Schaltung



Schaltermodell

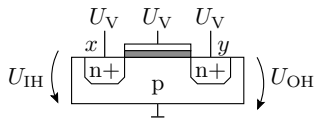


Wertetabelle

| $s$ | $x$ | $T_n$ | $T_p$ | $y$ |
|-----|-----|-------|-------|-----|
| 0   | 0   | S     | S     | Z   |
| 0   | 1   | S     | S     | Z   |
| 1   | 0   | A     | S*    | 0   |
| 1   | 1   | S*    | A     | 1   |

- A aktiver Bereich
- S Sperrbereich
- Z hochohmig
- S\* Sperrbereich, wenn Paralleltransistor ein

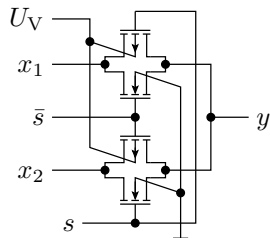
Sperrbereich, wenn Paralleltransistor ein



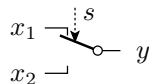
Kanal könnte beweglich Elektronen aufnehmen, ist aber beidseitig eingeschnürt

## Umschalter aus zwei Transfergattern

Schaltung

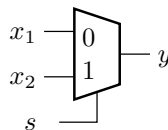


Schaltermodell



| $s$ | $x_2$ | $x_1$ | $y$ |
|-----|-------|-------|-----|
| 0   | -     | 0     | 0   |
| 0   | -     | 1     | 1   |
| 1   | 0     | -     | 0   |
| 1   | 1     | -     | 1   |

Schaltzeichen

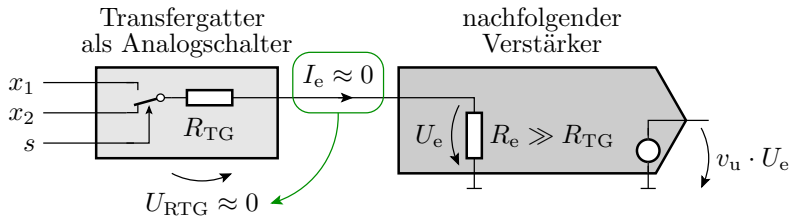


(- – logischer Wert ohne Einfluss, don't care)



## Transferrgatter als Analogschalter

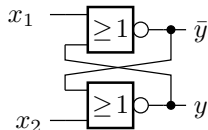
- Der Drain-Source-Widerstand ist von der Ein- und Ausgangsspannung abhängig.
- Zur Vermeidung nichtlinearer Spannungsabfälle benötigt die Schaltung hinter einem Transferrgatter einen hohen Eingangswiderstand.





# Speicherzellen

## RS-Flipflop



| Betriebsart | $x_1$ | $x_2$ | $y$   | $\bar{y}$   |
|-------------|-------|-------|-------|-------------|
| Setzen      | 1     | 0     | 1     | 0           |
| Rücksetzen  | 0     | 1     | 0     | 1           |
| Speichern   | 0     | 0     | $y^*$ | $\bar{y}^*$ |
| Vermeiden   | 1     | 1     | 0     | 0           |

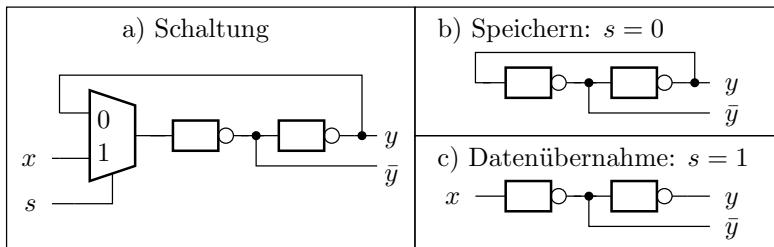
$y^*, \bar{y}^*$  – Beibehaltung des bisherigen Wertes

- $x_1 = x_2 = 1$  ist zu vermeiden, weil bei zeitgleicher Änderung von  $x_1$  und  $x_2$  von eins nach null der Folgezustand unbestimmt ist.
- Ungebräuchlich, weil stör anfällig<sup>2</sup>.

<sup>2</sup>Störpulse können den gespeicherten Wert umkippen.

# D-Flipflop

- störsicherere Alternative

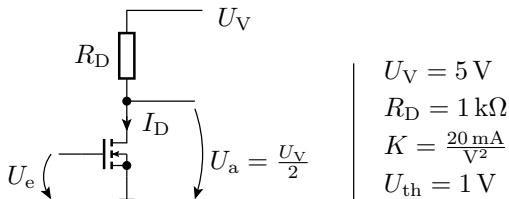


- Im Speichermodus werden Störpulse auf der Datenleitung toleriert.



## Aufgaben

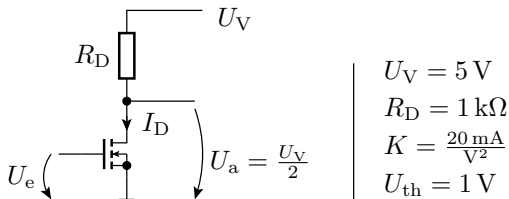
## Aufgabe 4.1: MOS-Verstärker



Gesucht sind:

- 1 Übertragungsfunktion mit dem Transistor im Abschnürbereich?
- 2 Ein- und Ausgangsspannungsbereich, in dem der Transistor im Abschnürbereich arbeitet?
- 3 Eingangsspannung  $U_e$  für  $U_a = \frac{U_V}{2}$ ?
- 4 Spannungsverstärkung  $v_u = \frac{dU_a}{dU_e}$  bei dieser Eingangsspannung?

## Lösung zu Aufgabe 4.1



- 1** Übertragungsfunktion mit dem Transistor im Abschnürbereich:

$$U_a = U_V - \frac{R_D \cdot K}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2 = 5 \text{ V} - \frac{(U_e - 1 \text{ V})^2}{0,1 \text{ V}}$$

- 2** Ein- und Ausgangsspannungsbereich, in dem der Transistor im Abschnürbereich arbeitet:

$$U_{th} < U_e < U_{e, \max} = U_a + U_{th} = U_V + U_{th} - \frac{R_D \cdot K}{2} \cdot (U_{e, \max} - U_{th})^2$$

$$U_{e, \max} = 6 \text{ V} - \frac{(U_{e, \max} - 1 \text{ V})^2}{0,1 \text{ V}}$$



$$U_{e.\max} = U_a + U_{th} = U_V + U_{th} - \frac{R_D \cdot K}{2} \cdot (U_{e.\max} - U_{th})^2$$

$$U_{e.\max} = 6\text{ V} - \frac{(U_{e.\max} - 1\text{ V})^2}{0,1\text{ V}}$$

$$0,1\text{ V} \cdot U_{e.\max} = 0,6\text{ V}^2 - (U_{e.\max}^2 - 2\text{ V} \cdot U_{e.\max} + 1\text{ V}^2)$$

$$0 = U_{e.\max}^2 - 1,9\text{ V} \cdot U_{e.\max} + 0,4\text{ V}^2$$

$$U_{e.\max} = \frac{1,9\text{ V}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{1,9\text{ V}}{2}\right)^2 - 0,4\text{ V}^2}$$

Mögliche Lösungen:

$$U_{e.\max} \in \{0,241\text{ V}, 1,659\text{ V}\}$$

Größer als  $U_{th} = 1\text{ V}$  ist davon nur:

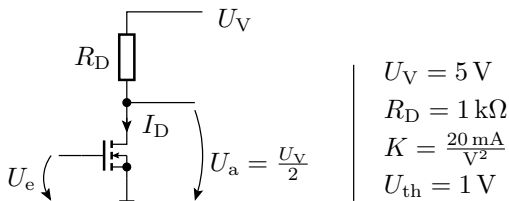
$$U_{e.\max} = 1,659\text{ V}$$

Probe:

$$U_a(U_{e.\max}) = U_V - \frac{R_D \cdot K}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2 = 5\text{ V} - \frac{(U_e - 1\text{ V})^2}{0,1\text{ V}}$$

$$= 0,659\text{ V} = U_e - U_{th} \checkmark$$





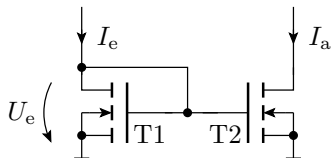
- 3 Eingangsspannung  $U_e$  für  $U_a = \frac{U_V}{2} = U_V - \frac{R_D \cdot K}{2} \cdot (U_e - U_{\text{th}})^2$ :

$$U_e = \sqrt{\frac{U_V}{R_D \cdot K}} + U_{\text{th}} = 1,5 \text{ V}$$

- 4 Spannungsverstärkung  $v_u = \frac{dU_a}{dU_e}$  für diese Eingangsspannung:

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_V - \frac{R_D \cdot K}{2} \cdot (U_e - U_{\text{th}})^2 \\
 v_u &= \frac{dU_a}{dU_e} = -R_D \cdot K \cdot (U_e - U_{\text{th}}) \\
 &= -\frac{20}{\text{V}} \cdot 0,5 \text{ V} = -10
 \end{aligned}$$

## Aufgabe 4.2: Stromspiegel



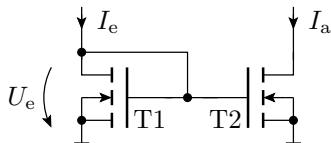
|                                 | T1                  | T2                   |
|---------------------------------|---------------------|----------------------|
| Einschaltspannung ( $U_{th}$ ): | 1 V                 | 1 V                  |
| Steilheit $K$ :                 | 5 mA/V <sup>2</sup> | 10 mA/V <sup>2</sup> |

Wie bildet sich in der Schaltung mit T1 und T2 im Einschnürbereich

- 1 der Eingangsstrom  $I_e$  auf die Eingangsspannung  $U_e$ ,
- 2 die Eingangsspannung  $U_e$  auf den Ausgangsstrom  $I_a$  und
- 3 der Eingangsstrom  $I_e$  auf den Ausgangsstrom  $I_a$  ab?
- 4 Bedingungen, dass T1 und T2 im Einschnürbereich arbeiten.

## Lösung zu Aufgabe 4.2

|          | T1                  | T2                   |
|----------|---------------------|----------------------|
| $U_{th}$ | 1 V                 | 1 V                  |
| $K$      | 5 mA/V <sup>2</sup> | 10 mA/V <sup>2</sup> |



- 1** Abbildung des Eingangsstroms auf die Eingangsspannung:

$$I_e = \frac{K_1}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2$$

$$U_e = U_{th} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_e}{K_1}}$$

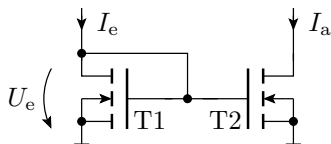
- 2** Abbildung der Eingangsspannung auf den Ausgangsstrom:

$$I_a = \frac{K_2}{2} \cdot (U_e - U_{th})^2$$

- 3** Abbildung des Eingangsstroms auf den Ausgangsstrom:

$$I_a = \frac{K_2}{K_1} \cdot I_e = 2 \cdot I_e$$

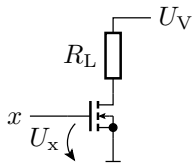
|          | T1                  | T2                   |
|----------|---------------------|----------------------|
| $U_{th}$ | 1 V                 | 1 V                  |
| $K$      | 5 mA/V <sup>2</sup> | 10 mA/V <sup>2</sup> |



- 4 Wegen  $U_{GD1} = 0$  und  $U_{th} = 1$  V arbeitet T1 für  $I_e > 0$  immer im Einschnürrbereich. Für T2 muss zusätzlich gelten:

$$U_{DS2} > U_e - U_{th} = \sqrt{\frac{I_e}{K_1}}$$

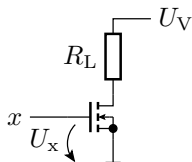
## Aufgabe 4.3: Stufenlose Leistungssteuerung durch Pulsweitenmodulation



|                                     |                               |
|-------------------------------------|-------------------------------|
| $R_L = 10 \Omega$                   | $U_V = 10 \text{ V}$          |
| $K = 1 \frac{\text{A}}{\text{V}^2}$ | $U_{\text{IH}} = 5 \text{ V}$ |
| $U_{\text{th}} = 1 \text{ V}$       | $U_{\text{IL}} = 0 \text{ V}$ |

- 1 Wie groß ist der Einschaltwiderstand  $R_{\text{DS}} = \frac{dU_{\text{DS}}}{vI_{\text{D}}}$  des eingeschalteten MOS-Transistors?
- 2 Welche relative Pulsweite  $\eta$  ist erforderlich, damit im Lastwiderstand  $R_L$  eine Leistung von  $P_{\text{RL.soll}} = 3 \text{ W}$  umgesetzt wird?
- 3 Welche Leistung  $P_{\text{Tr}}$  wird dabei im Transistor umgesetzt?

## Lösung zu Aufgabe 4.3



|                                     |                               |
|-------------------------------------|-------------------------------|
| $R_L = 10 \Omega$                   | $U_V = 10 \text{ V}$          |
| $K = 1 \frac{\text{A}}{\text{V}^2}$ | $U_{\text{IH}} = 5 \text{ V}$ |
| $U_{\text{th}} = 1 \text{ V}$       | $U_{\text{IL}} = 0 \text{ V}$ |

**1** Einschaltwiderstand:

$$R_{\text{DS}} = \frac{1}{K \cdot (U_{\text{IH}} - U_{\text{th}})} = \frac{1}{1 \frac{\text{A}}{\text{V}^2} \cdot 4 \text{ V}} = 0,25 \Omega$$

**2** Relative Pulsbreite:

$$P_{\text{RL,max}} \approx \frac{U_V^2}{R_L} = \frac{(10 \text{ V})^2}{10 \Omega} = 10 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_{\text{RL,soll}}}{P_{\text{RL,max}}} = 30\%$$



### 3 Leistungsumsatz im Transistor:

$$P_{\text{Tr}} = \frac{R_{\text{DS}}}{R_{\text{L}}} \cdot P_{\text{RL.soll}} = \frac{3 \text{ W}}{40}$$

## Aufgabe 4.4: FCMOS-Gatter

Entwerfen Sie je ein FCMOS-Gatter

1 mit der Funktion:

$$y_1 = \overline{((x_1 \wedge x_2) \vee x_3) \wedge (x_4 \vee x_5)}$$

2 mit der Funktion:

$$y_2 = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \overline{(x_1 \vee (x_2 \wedge x_3))}$$

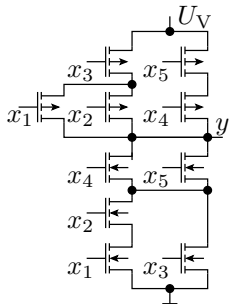




## Lösung zu Aufgabe 4.4

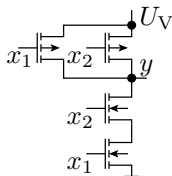
1

$$\begin{aligned}
 y_1 &= \overline{((x_1 \wedge x_2) \vee x_3) \wedge (x_4 \vee x_5)} \\
 f_n &= ((x_1 \wedge x_2) \vee x_3) \wedge (x_4 \vee x_5) \\
 f_p &= ((\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2) \wedge \bar{x}_3) \vee (\bar{x}_4 \wedge \bar{x}_5)
 \end{aligned}$$



2

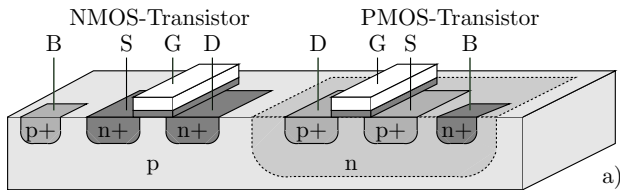
$$\begin{aligned}
 y_2 &= \overline{\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee (x_1 \vee (x_2 \wedge x_3))} \\
 &= \overline{x_1 x_2 (x_1 \vee (x_2 x_3))} \\
 &= \overline{x_1 x_2 \vee x_1 x_2 x_3} \\
 &= \overline{x_1 x_2} \\
 f_n &= x_1 x_2 \\
 f_p &= \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2
 \end{aligned}$$



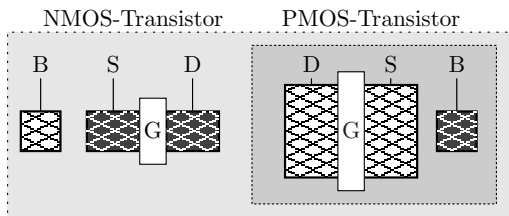


# Geometrischer Entwurf

## 3D-Ansicht eines NMOS- und eines PMOS-Transistor

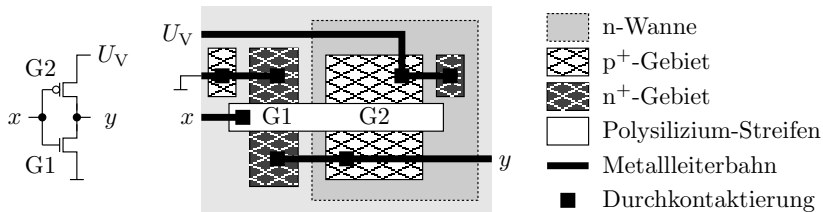


G Gate  
S Source  
D Drain  
B Bulk

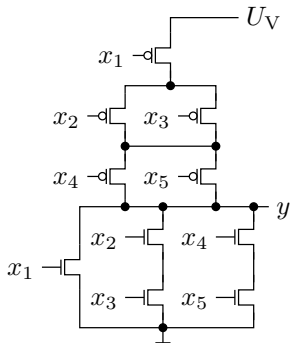
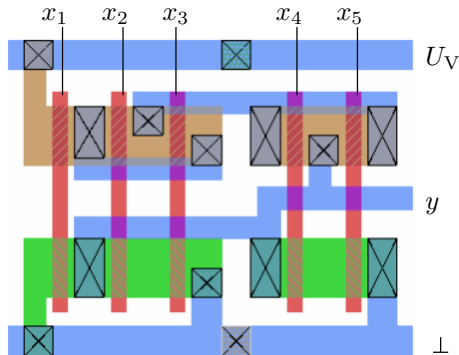


p-Substrat  
 n-Wanne  
 p stark dotiert (p+)  
 n stark dotiert (n+)  
 Polysilizium (Gate)  
 Isolator (SiO<sub>2</sub>)

# Geometrischer Entwurf eines Inverters



# Geometrischer Entwurf eines Komplexgatters



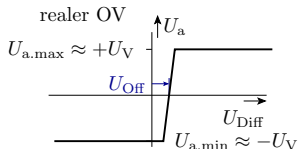
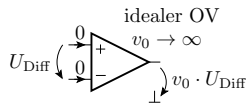
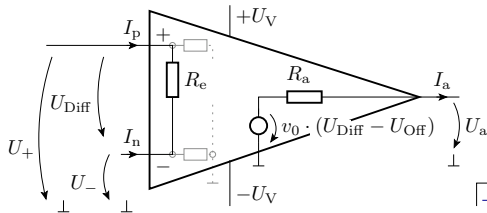
- n-Gebiet
- p-Gebiet
- Polysilizium
- Metall

Durchkontaktierung



# Operationsverstärker

## Schaltsymbol und Anschlüsse



$$\rightarrow U_{\text{Off}} = U_{\text{Diff}}|_{U_a=0} \text{ Offset-Spannung}$$

Wichtige Kenngrößen:

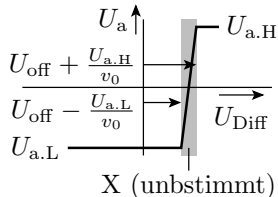
|                      |  | ideal    | real  |
|----------------------|--|----------|---|
| Spannungsverstärkung | $v_0 = \frac{dU_a}{dU_{\text{Diff}}}$                  | $\infty$ | $10^4 \dots 10^6$                           |
| Eingangswiderstand   | $R_e = \frac{dU_{\text{Diff}}}{d \frac{I_p - I_n}{2}}$ | $\infty$ | $1 \text{ M}\Omega \dots 1 \text{ T}\Omega$ |
| Ausgangswiderstand   | $R_a = \frac{dU_a}{dI_a}$                              | $0$      | $2 \Omega \dots 100 \Omega$                 |
| Offset-Spannung      | $U_{\text{off}} = U_{\text{Diff}} _{U_a=0}$            | $0$      | $10 \text{ mV}$                             |

## 2. Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker hat in der Regel nicht den auf der Folie eingezeichneten Masseanschluss. Wird der nicht gebraucht?

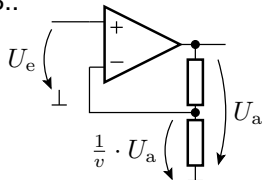
- Die Eingangs-Offset-Spannung ist viel größer als der Ausgangsspannungsbereich geteilt durch die Verstärkung. Unbeschaltet nur als Schwellwertschalter nutzbar:

$$U_a = \begin{cases} U_{a.L} & U_{\text{Diff}} < U_{\text{off.min}} - \frac{U_{a.L}}{v_0} \\ U_{a.H} & U_{\text{Diff}} > U_{\text{off.max}} + \frac{U_{a.H}}{v_0} \\ X & \text{sonst} \end{cases}$$



- Der Betrieb als Verstärker verlangt eine Rückkopplung, d.h. eine Subtraktion eines Teils von  $U_a$  von  $U_{\text{Diff}}$ , z.B.:

$$\begin{aligned} U_a &= v_0 \cdot (U_e + U_{\text{off}} - \frac{U_a}{v}) \\ U_a &= \frac{v_0}{1 + \frac{v_0}{v}} \cdot (U_e + U_{\text{off}}) \\ &\approx v \cdot (U_e + U_{\text{off}}) \end{aligned}$$



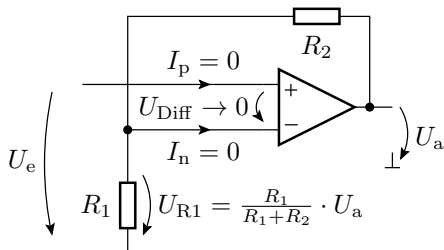
- Für beide Anwendungen braucht der Operationsverstärker keinen Masseanschluss.



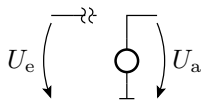


# Verstärker

### Nichtinvertierender Verstärker



Ersatzschaltung



$$U_a = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_e$$

$$U_+ = U_e$$

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

$$\begin{aligned} U_a &= \lim_{v_0 \rightarrow \infty} v_0 \cdot (U_+ - U_-) = \lim_{v_0 \rightarrow \infty} v_0 \cdot \left( U_e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_a \right) \\ &= \lim_{v_0 \rightarrow \infty} \frac{v_0}{1 + \frac{v_0}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}}} \cdot U_e = \lim_{v_0 \rightarrow \infty} \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}{\frac{R_1 + R_2}{v_0 \cdot R_1} + 1} \cdot U_e = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_e \end{aligned}$$



### Verkürzter Rechenweg

Die Rückkopplung

$$(U_a \uparrow \mapsto U_{\text{Diff}} \downarrow) \wedge (U_a \downarrow \mapsto U_{\text{Diff}} \uparrow)$$

regelt die Eingangsspannungsdifferenz gegen Null:

$$U_{\text{Diff}} = U_+ - U_- \rightarrow 0$$

Aus

$$U_+ = U_e$$

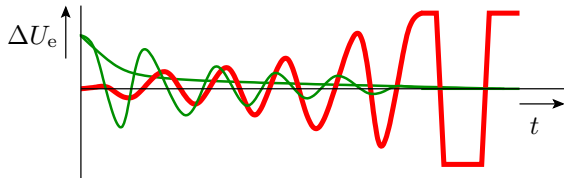
$$U_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_a$$

$$U_+ - U_- = U_e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_a = 0$$

ist die Übertragungsfunktion fast ablesbar.

## Generelles Problem

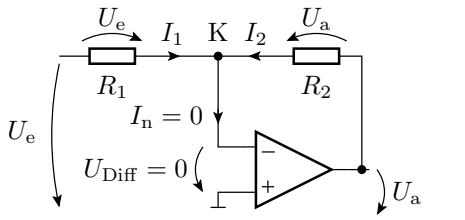
- Eine Rückkopplung führt zu einem Regelkreis und ein falsch dimensionierter Regelkreis kann schwingen:



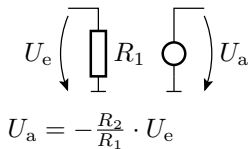
- Ausgleich einer Regelabweichung in in einem stabilen System
- instabiles System

- Die heutigen Operationsverstärker haben nur noch eine geringe Schwingungsneigung.
- Bei Fehlverhalten, Spannungen mit Oszi kontrollieren.

### Invertierender Verstärker



#### Ersatzschaltung



$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$$

$$K : I_1 + I_2 = 0$$

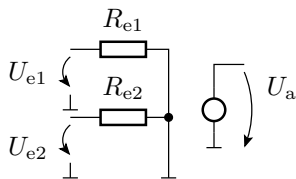
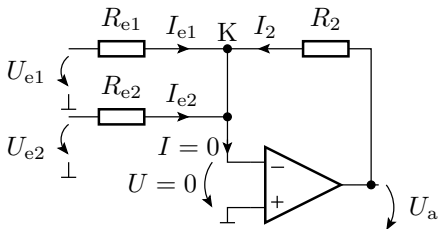
$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{R_2} = 0$$

$$U_a = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_e$$



# Rechenelemente

## Summationsverstärker (Addition)



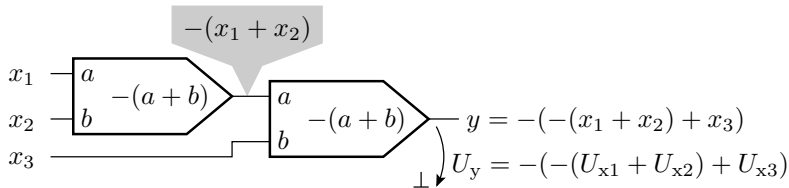
$$U_a = - \sum_{i=1}^2 \frac{R_2}{R_{e,i}} \cdot U_{e,i}$$

$$\text{K : } I_{e1} + I_{e2} + I_2 = 0$$

$$\frac{U_{e1}}{R_{e1}} + \frac{U_{e2}}{R_{e2}} + \frac{U_a}{R_2} = 0$$

$$U_a = - \left( \frac{R_2}{R_{e1}} \cdot U_{e1} + \frac{R_2}{R_{e2}} \cdot U_{e2} \right)$$

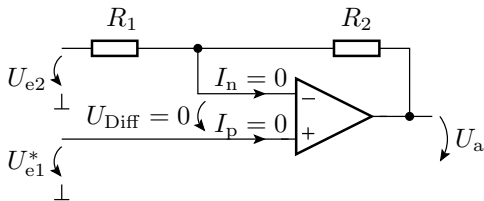
## Subtraktion mit Summationsverstärkern





## Differenzverstärker

- Nur der »+«-Anschluss steht exklusiv als Eingang zu Verfügung.
- Auf den Minuseingang muss zusätzlich wie beim Nichtinvertierende Verstärker  $\frac{U_a}{v}$  rückgekoppelt werden.
- Am Minuseingang kommt von  $U_{e2}$  nur der  $\frac{R_2}{R_1+R_2}$ -te Teil an.



$$U_+ = U_{e1}^* = U_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{e2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_a$$

$$U_a = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( U_{e1}^* - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{e2} \right)$$



$$U_a = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left( U_{e1}^* - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{e2} \right)$$

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot U_{e1}^* - U_{e2} \right)$$

Mit einem zusätzlichen Spannungsteiler:

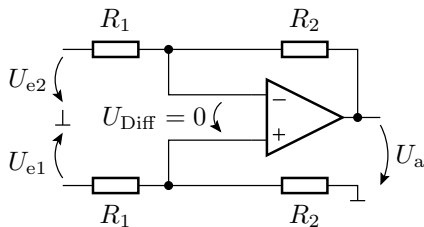
$$U_{e1}^* = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{e1}$$

ergibt sich ein Differenzverstärker mit der Differenzverstärkung

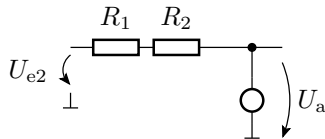
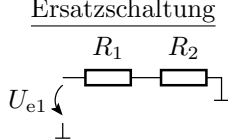
$$v_{\text{Diff}} = \frac{R_2}{R_1} :$$

$$U_a = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{e1} - U_{e2})$$

## Differenzverstärker komplett



Ersatzschaltung



$$U_a = \frac{R_2}{R_1} \cdot (U_{e1} - U_{e2})$$



# Komparator

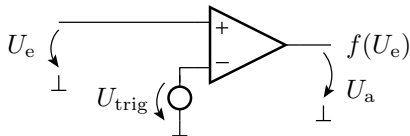
### Soll-Funktion und Realisierung

- Abbildung einer stetigen Größe auf eine zweiwertige Größe<sup>3</sup>:

$$f(U_e) = \begin{cases} 0 & \text{wenn } U_e < U_{\text{trig}} \\ 1 & \text{sonst} \end{cases} \quad (1)$$

( $U_{\text{trig}}$  – Schaltspannung des Komparators).

- Nachbildung durch einen Operationsverstärker plus Quelle mit der Schaltspannung:

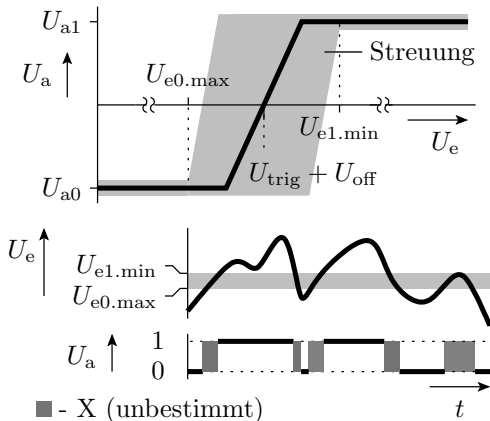


- Die Quellspannung  $U_{\text{trig}}$  kann auch mit einem Spannungsteiler aus der Versorgungsspannung gebildet werden.

<sup>3</sup>Das verstand man bis vor Kurzem noch unter »Digitalisierung«.

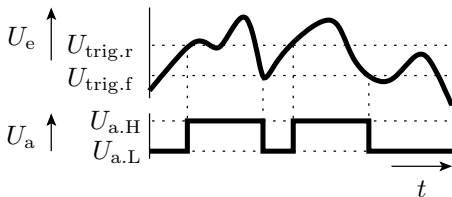


# Abweichung vom Idealverhalten



# Schwellwertschalter mit Hysterese

- Einschaltsschwelle  $>$  Ausschaltsschwelle
- Überschreiten  $U_{\text{trig.r}} \Rightarrow$  kippen in den Zustand  $U_{\text{trig}} = U_{\text{trig.f}}$
- Unterschreiten  $U_{\text{trig.f}} \Rightarrow$  kippen in den Zustand  $U_{\text{trig}} = U_{\text{trig.r}}$



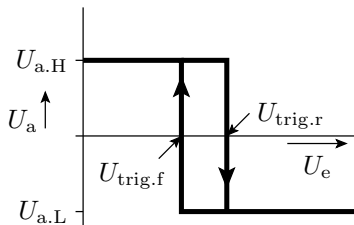
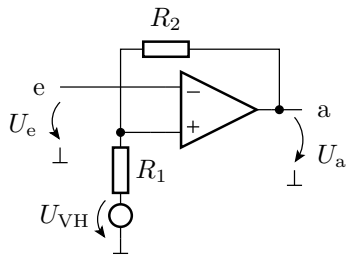
$U_{\text{trig.r}}$  Schaltspannung für steigende (rising) Eingangsspannungen

$U_{\text{trig.f}}$  Schaltspannung für fallende (falling) Eingangsspannungen

$U_{a.H}$  große Ausgangsspannung (High, log. 1)

$U_{a.L}$  kleine Ausgangsspannung (Low, log. 0)

## Invertierter Schwellwertschalter mit OV



$$U_{\text{trig.r}} = U_{\text{VH}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_{\text{a.H}} - U_{\text{VH}})$$

$$U_{\text{trig.f}} = U_{\text{VH}} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (U_{\text{a.L}} - U_{\text{VH}})$$

( $U_{\text{VH}}$  – Hilfsspannung)





### Beispiel

$$\begin{array}{ll} U_{\text{a.H}} = U_V = 5 \text{ V} & U_{\text{trig.r}} = 3 \text{ V} \\ U_{\text{a.L}} = 0 & U_{\text{trig.f}} = 2 \text{ V} \end{array}$$

- Bestimmung des Spannungsteilverhältnisses

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

und der Hilfsspannung  $U_{\text{VH}}$  mit folgendem Gleichungssystem:

$$\begin{array}{l} 3 \text{ V} = U_{\text{VH}} + k \cdot (5 \text{ V} - U_{\text{VH}}) \\ 2 \text{ V} = U_{\text{VH}} + k \cdot (-U_{\text{VH}}) \end{array}$$

- $U_{\text{VH}} \Rightarrow$  Quotienten beider Gleichungen

$$\begin{array}{l} \frac{3 \text{ V} - U_{\text{VH}}}{2 \text{ V} - U_{\text{VH}}} = \frac{5 \text{ V} - U_{\text{VH}}}{-U_{\text{VH}}} \\ U_{\text{VH}} = 2,5 \text{ V} \end{array}$$

- $k \Rightarrow$  Differenz beider Gleichungen:

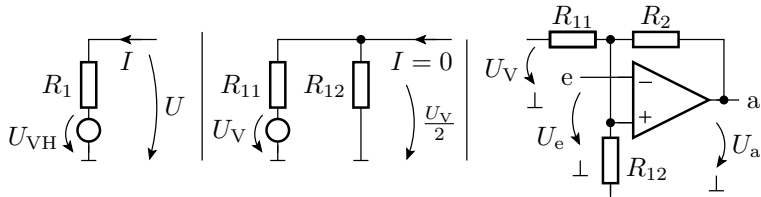
$$1 \text{ V} = k \cdot 5 \text{ V}$$

$$k = 0,2$$

- willkürliche Festlegung:  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$
- Berechnung von  $R_2$  aus

$$0,2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_2 = 40 \text{ k}\Omega$$

- Transformation des Zweipols aus  $U_{\text{VH}}$  und  $R_1$  in einen funktionsgleichen Zweipol aus  $U_{\text{V}}$  und Spannungsteiler:



$$R_{11} = R_{12} = 2 \cdot R_1 = 20 \text{ k}\Omega$$



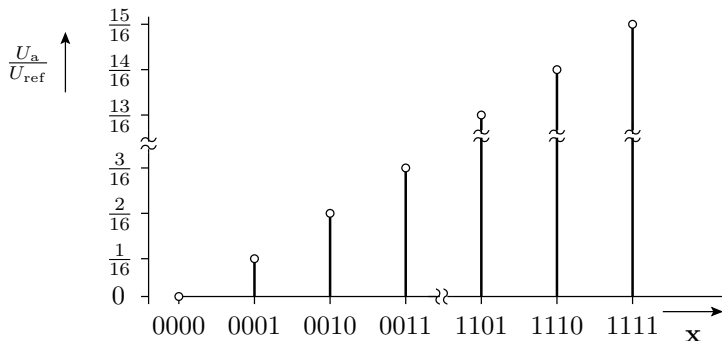
## Digital-Analog-Umsetzer

## Digital-Analog-Umsetzer (DAU)

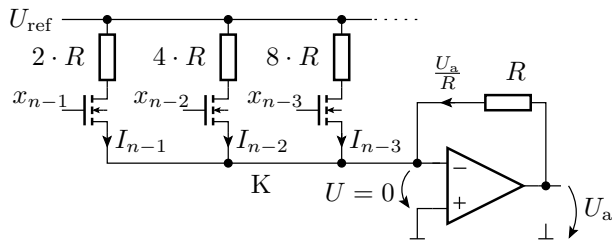
Ausgabe eines Bitvektors als Spannung:

$$\mathbf{x} = x_{n-1} x_{n-2} \dots x_0 \Rightarrow U_a(\mathbf{x}) = \frac{U_{\text{ref}}}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_i \cdot 2^i$$

( $x_i \in \{0, 1\}$  – Binärziffern;  $n$  – Bitanzahl;  $U_{\text{ref}}$  – Referenzspannung).



## Eine Schaltung zur Nachbildung dieser Funktion



- Stromquellen mit binär abgestuften Strömen:

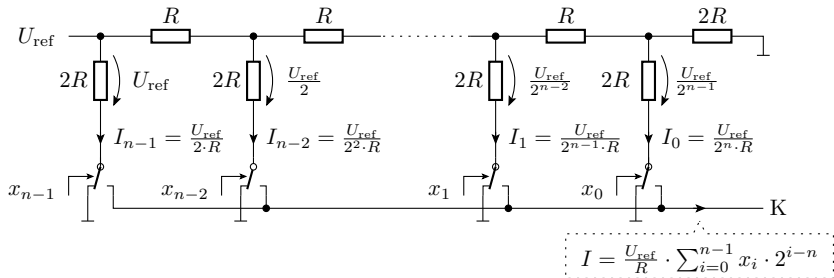
$$I_i = \frac{U_{\text{ref}}}{R} \cdot 2^{i-n}$$

- Transistorschalter, die die Ströme wahlweise in den Summationspunkt leiten oder nicht.
- Summationsverstärker für die ausgewählten Ströme:

$$U_a = -R \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_i \cdot I_i = -\frac{U_{\text{ref}}}{2^n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_i \cdot 2^i$$

## Digital-Analog-Umsetzer mit R2R-Netzwerk

- Die Fertigung von sehr unterschiedlich großen Widerständen mit exaktem Widerstandsverhältnis ist schwierig.
- Ein R2R-Netzwerk ist eine Spannungsteilerkette, die die eingangsseitige Referenzspannung fortlaufend halbiert.
- Die Transistorschalter an den Fußpunkten leiten die Ströme bei  $x_i = 1$  in den Summationspunkt K und bei  $x_i = 0$  zur Masse.



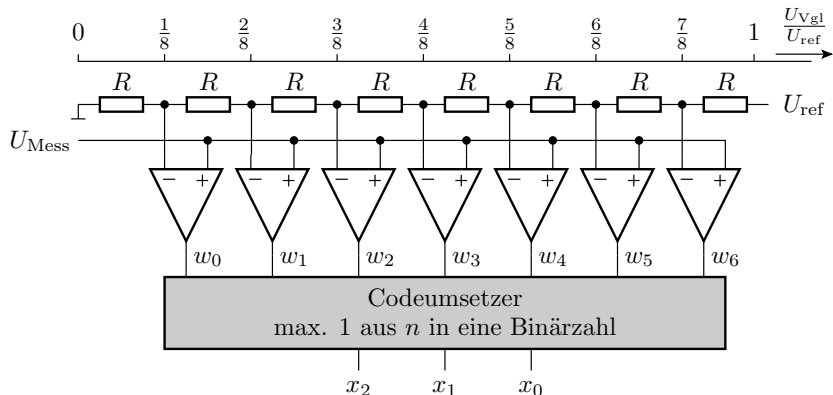


# Analog-Digital-Umsetzer



### Paralleler Analog-Digital-Umsetzer (ADU)

- Zuordnung von 1 aus  $n$  Digitalwerten in einem Schritt.
- Paralleler Vergleich der analogen Eingangsspannung mit  $2^n - 1$  Vergleichsspannungen. Erfordert  $2^n - 1$  Komparatoren.





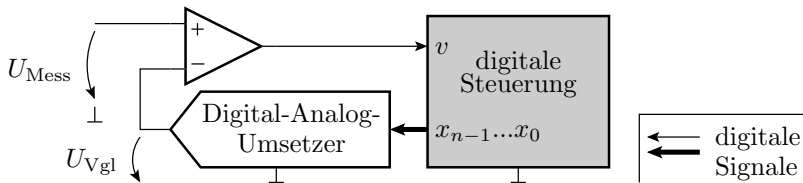


### Funktion des Codeumsetzers

| Komparatorausgabe<br>$w_6w_5 w_4w_3w_2 w_1w_0$ | Ergebnis<br>$x_2x_1x_0$ |
|--|-------------------------|
| 000000   | 000                     |
| 000001   | 001                     |
| 000011   | 010                     |
| 000111   | 011                     |
| 001111   | 100                     |
| 011111   | 101                     |
| 011111   | 110                     |
| 111111   | 111                     |

## Serielle Umsetzer

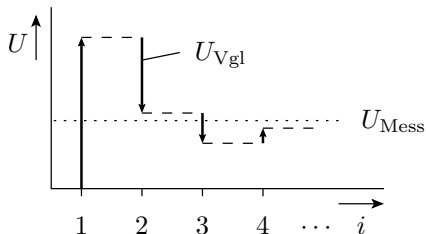
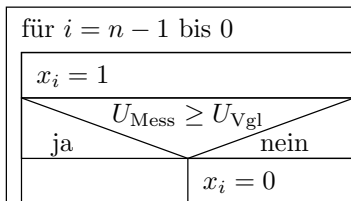
- Ein Vergleich je Wandlerschritt:



$$v = \begin{cases} 0 & \text{wenn } U_{\text{Mess}} < U_{\text{Vgl}} \\ 1 & \text{sonst} \end{cases}$$

## Sukzessive Approximation

- schnellster serieller Wandleralgorithmus
- ein Vergleich je Bit





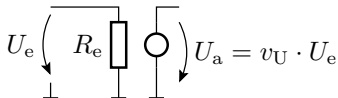
# Aufgaben

## Aufgabe 4.5: Verstärkerentwurf

Entwickeln Sie Schaltungen mit Operationsverstärkern, die das Verhalten der nachfolgenden Ersatzschaltung nachbilden mit den Parametern:

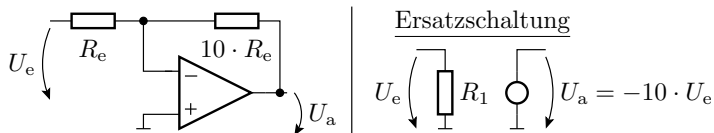
1  $v_U = -10$  und  $R_e = 10 \text{ k}\Omega$

2  $v_U = 3$  und  $R_e = 100 \text{ k}\Omega$ .

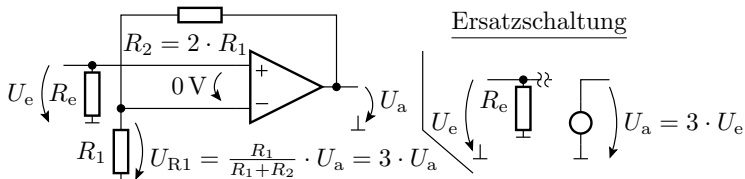


### Lösung zu Aufgabe 4.5

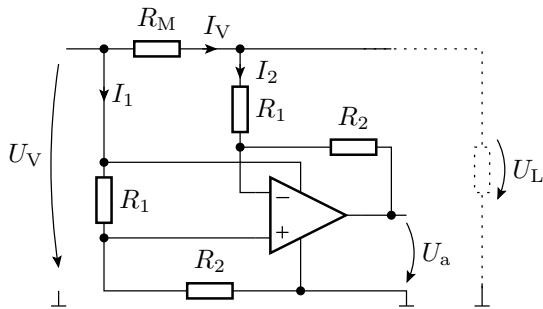
- 1**  $v_U = -10$  und  $R_e = 10 \text{ k}\Omega$ : invertierender Verstärker mit  $R_1 = R_e$  und  $R_2 = 10 \cdot R_1 = 100 \text{ k}\Omega$  :



- 2**  $v_U = 3$  und  $R_e = 100 \text{ k}\Omega$ : nicht invertierender Verstärker mit  $R_e$  parallel zum Eingang und  $R_2 = 2 \cdot R_1$ .



## Aufgabe 4.6: Analyse einer OV-Schaltung



$$R_M = 1 \Omega$$

$$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$U_V = 10 \text{ V}$$

$$0 \leq U_{e+} \leq U_V$$

$$0 \leq U_{e-} \leq U_V$$

$$0,1 \text{ V} \leq U_a \leq 0,9 \cdot U_V$$

$$I_1 \ll I_V, I_2 \ll I_V$$

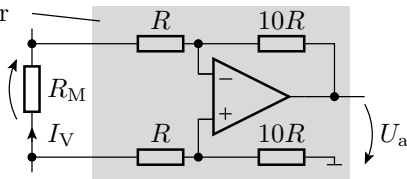
- 1 Grundbeschaltung des Operationsverstärkers?
- 2 Bestimmen Sie die Funktion  $U_a = f(I_V)$  für  $I_2 \ll I_V$ ?
- 3 Für welchen Bereich von  $I_V$  gilt diese Funktion?

## Lösung zu Aufgabe 4.6

### 1 Grundsaltung:

Differenzverstärker  
Verstärkung 10

$$U_{RM} = R_M \cdot I_V$$



### 2 Funktion:

$$U_a = 10 \cdot U_{RM} = 10 \Omega \cdot I_V$$

### 3 Wertebereich $I_V$ :

$$\begin{aligned} 0,1 \text{ V} &\leq U_a \leq 9 \text{ V} & \text{und } I_V &= \frac{U_a}{10 \Omega} \\ 10 \text{ mA} &\leq I_V \leq 900 \text{ mA} \end{aligned}$$





### Aufgabe 4.7: Entwurf von Rechenelementen

Entwickeln Sie mit Hilfe von Operationsverstärkern eine Schaltung mit der Funktion:

$$U_a = U_{e1} + 2 \cdot U_{e2} - U_{e3} - 2 \cdot U_{e4}$$

Der Eingangswiderstand soll für jeden Eingang

$$R_{e.i} = \frac{U_{e.i}}{I_{e.i}} = 10 \text{ k}\Omega$$

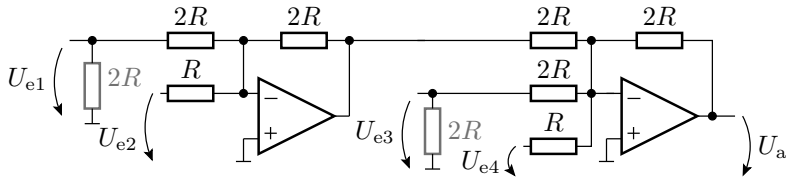
betragen.

Hinweis: Es werden mindestens zwei Operationsverstärker und 9 Widerstände benötigt.

### Lösung zu Aufgabe 4.7

Aufspaltung in zwei Summationsverstärker:

$$\begin{aligned}
 U_a &= U_{e1} + 2 \cdot U_{e2} - U_{e3} - 2 \cdot U_{e4} \\
 &= -(- (U_{e1} + 2 \cdot U_{e2}) + U_{e3} + 2 \cdot U_{e4})
 \end{aligned}$$



Bei Wahl von  $R = 10 \text{ k}\Omega$  haben die Eingänge 2 und 4 bereits den gewünschten Eingangswiderstand von  $10 \text{ k}\Omega$ . An den beiden anderen Eingängen beträgt  $R_{e,i} = 2 \cdot R$  und muss durch Parallelschaltung von je  $20 \text{ k}\Omega$  auf  $10 \text{ k}\Omega$  verringert werden.

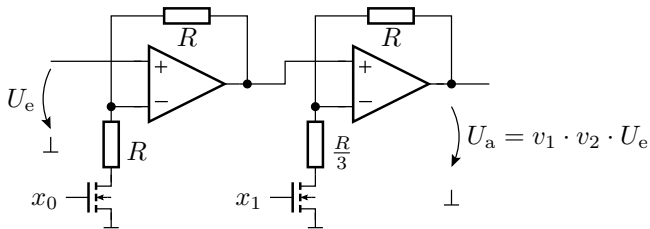
## Aufgabe 4.8: Verstärker mit umschaltbarer Verstärkung

Konstruieren Sie eine Verstärkerschaltung, deren Verstärkung mit einem 2-Bit-Vektor in folgender Weise eingestellt werden kann:

|                          |    |    |    |    |
|--------------------------|----|----|----|----|
| $\mathbf{x} = (x_1 x_0)$ | 11 | 10 | 01 | 00 |
| $v_U = \frac{U_a}{U_e}$  | 8  | 4  | 2  | 1  |

Hinweis: Es werden mindestens zwei Operationsverstärker, zwei NMOS-Transistoren und vier Widerstände benötigt.

## Lösung zu Aufgabe 4.8

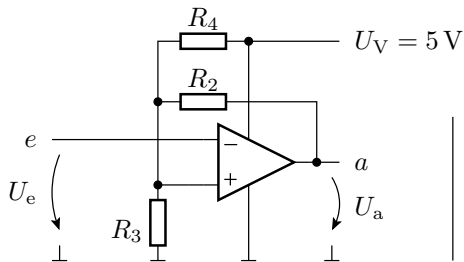


$$v_1 = \begin{cases} 1 & x_0 = 0 \\ \frac{R+R}{R} = 2 & x_0 = 1 \end{cases}$$

$$v_2 = \begin{cases} 1 & x_1 = 0 \\ \frac{R+\frac{R}{3}}{\frac{R}{3}} = 4 & x_1 = 1 \end{cases}$$

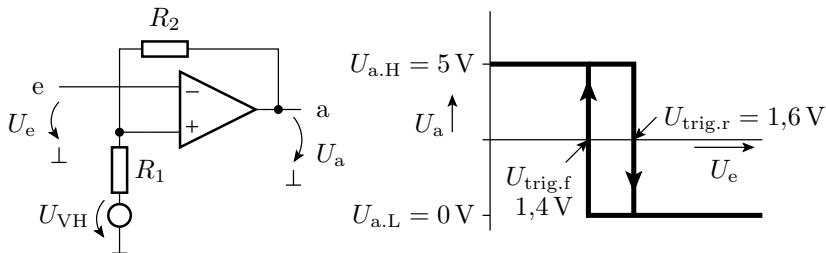
## Aufgabe 4.9: Schwellwertschalter mit Hysterese

Legen Sie für den invertierenden Komparator mit Hysterese in der nachfolgenden Abbildung die Widerstandswerte  $R_1$  und  $R_2$  so fest, dass der Komparator die vorgegebene Ein- und Ausschaltswelle besitzt.



$$\begin{aligned}
 R_3 &= 10 \text{ k}\Omega \\
 U_{\text{trig.r}} &= 1,6 \text{ V} \\
 U_{\text{trig.f}} &= 1,4 \text{ V} \\
 U_{\text{a.H}} &= U_V \\
 U_{\text{a.L}} &= 0
 \end{aligned}$$

### Lösung zu Aufgabe 4.9



$$U_{\text{trig.r}} = U_{VH} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (5\text{V} - U_{VH}) = 1,6\text{V}$$

$$U_{\text{trig.f}} = U_{VH} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (-U_{VH}) = 1,4\text{V}$$

Differenz beider Gleichungen:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 5\text{V} = 0,2\text{V} \Rightarrow R_2 = 24 \cdot R_1$$

Eingesetzt in die 2. Gleichung:  $\frac{24}{25} \cdot U_{VH} = 1,4\text{V}$



$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot 5 \text{ V} = \frac{25}{24} \cdot 1,4 \text{ V}$$

$$R_4 \approx 2,429 \cdot R_3$$

$$R_1 = R_3 \parallel R_4 = 0,708 \cdot R_3$$

$$R_2 = 24 \cdot R_1 = 17 \cdot R_3$$

mit  $R_3 = 10 \text{ k}$  ergibt sich  $R_4 = 24,29 \text{ k}$  und  $R_2 = 170 \text{ k}$ .