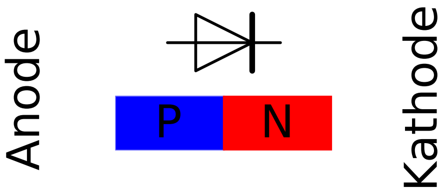
1 Diode

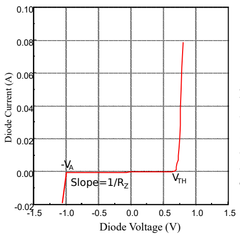


Die Halbleiterdiode bzw. Diode ist das Grundbauelement in der Halbleitertechnik. In der Halbleiterdiode wird der pn-Übergang abgebildet und dessen Funktionsweise als Bauelement genutzt. Die Halbleiterdiode besteht also aus einer p- und einer n-leitenden Schicht. Eine Diode kann in 3. Arten betrieben werden bei denen Folgende Bedingungen gelten:

Sperrrichtung: $U_D < 0 \Rightarrow I_D = I_s(e^{\frac{U_D}{nU_T}} - 1) \approx -I_s$
Nulldurchgang: $U_D = 0 \Rightarrow I_D = 0A$

Vorwärtsricht: $U_D > 0 \Rightarrow I_D = I_s(e^{\frac{U_D}{nU_T}} - 1) \approx I_s e^{\left(\frac{U_D}{nU_T}\right)}$

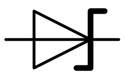
Zur Bestimmung in welchem Zustand sich eine Diode befindet, muss jeder Zustand rechnerisch getestet werden. Hierbei kann ein Wiederbruch entstehen was bedeutet, dass die Diode einen in einem anderen Zustand arbeitet.
Die **Kennlinie** einer Diode sieht wie folgt aus:



Ab einer gewissen Spannung bricht eine normale Diode durch und geht irreparabel kaputt. Die Z-Diode hingegen ist dafür ausgelegt im Sperrbereich zu arbeiten und bricht kontrolliert durch.

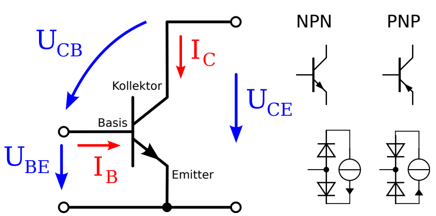
Der **Arbeitspunkt** kann auch grafisch oder analytisch bestimmt werden. Grafisch ist der Arbeitspunkt der Schnittpunkt zwischen der Kennlinie der Diode und der des linearen Bauteils. Der Arbeitspunkt ist wie folgt auf zu stellen: $\underline{(I_D, U_D)}$
Weiß man welchen Schaltzustand eine Diode besitzt kann die durch eine **offene Leitung** (nicht geschaltet) oder **Spannungsquelle** mit der Quellspannung U_D (geschaltet) ersetzt werden.
Der **DC-Widerstand** der Diode ist als $R_{DC} = U_D/I$ definiert.
Der **AC-Widerstand** der Diode ist als Tangente am Arbeitspunkt der Diodenkennlinie definiert $R_{AC} = \Delta V_D/\Delta I$.
Vier Dioden können zu einem Brückengleichrichter zusammengeschaltet werden. Der Brückengleichrichter ist die gängigste Methode zum Gleichrichten einer Wechselspannung.
Eine geschaltete Diode kann durch eine **Spannungsquelle** ersetzt werden. Eine gesperrte Diode durch eine **offene Leitung**.

2 Z-Diode

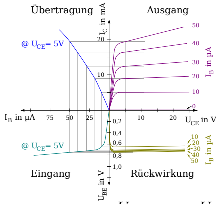


Die Z-Diode ist eine Silizium-Halbleiterdiode, die **in Sperrrichtung betrieben** wird. Die wird in der Regel zur **Spannungsstabilisierung** eingesetzt. Ihre Kennlinie verläuft ähnlich wie die einer normalen Diode jedoch bricht sie in Sperrrichtung kalkuliert durch. Sie wird in der Regel durch ihre Durchbruchsspannung charakterisiert. Als ESB der Z-Diode kann in Sperrichtung eine Spannungsquelle und ein Widerstand verwendet werden.

3 Bipolartransistor



Der Bipolartransistor i.d.R. ein npn-Transistor kann als elektrischer **Schalter** oder als **Verstärker** gesehen werden. Der Transistor lässt eine Strom I_C durch, wenn U_{BE} eine gewisse Schwelle (meist $0,7V$) überschreitet. Die Kennlinie eines Transistors sieht wie folgt aus:



Hierbei muss der Arbeitspunkt in der Regel rechnerisch bestimmt werden und liegt im ersten Quadranten des Koordinatensystems.
Der **Arbeitspunkt** wird durch folgende Angaben definiert $\underline{(I_C, U_{CE})}$. Des weiteren gelten folgende Formeln:

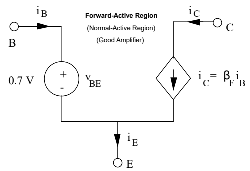
$$I_C = I_S\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - e^{\frac{U_{BC}}{U_T}}\right) - \frac{I_S}{\beta_R}\left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1\right) \overset{\text{for.a.}}{\approx} I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$I_E = I_S\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - e^{\frac{U_{BC}}{U_T}}\right) + \frac{I_S}{\beta_F}\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) \overset{\text{for.a.}}{\approx} \frac{I_S}{\alpha_F} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

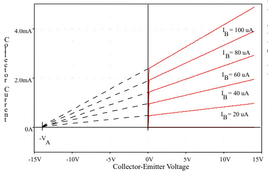
$$I_B = \frac{I_s}{\beta_F}\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) + \frac{I_S}{\beta_R}\left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1\right) \overset{\text{for.a.}}{\approx} \frac{I_S}{\beta_F} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

Wenn for.a. $\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F} < 1$, $I_C = \alpha_F I_E$, $I_C = \beta_F I_B$

Allgemeinen wenn for.a $\underline{I_E = I_C + I_B} \approx I_C$, $I_E = (\beta_F + 1)I_B$



	Forward Bias	Reverse Bias
Forward Bias	Saturation Region (Closed Switch)	Forward-Active Region (Normal-Active Region) (Good Amplifier)
Reverse Bias	Reverse-Active Region (Inverse-Active Region) (Poor Amplifier)	Cutoff Region (Open Switch)

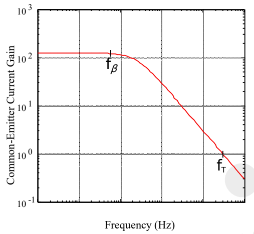


Der **Early-Effekt** beschreibt die Änderung der effektiven Basisweite W eines bipolaren Transistors durch die Basis-Kollektor-Spannung U_{BC}

$$I_C = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}\left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right)$$

$$\beta_F = \beta_{F0}\left(1 + \frac{U_{CE}}{U_A}\right)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_{F0}} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

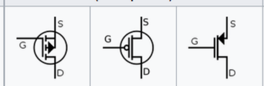
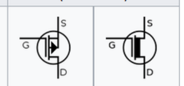
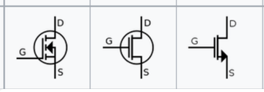
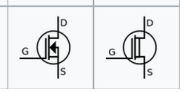


Normale Beipolartransistor leidet unter eine Frequenzabhängigkeit. Hierbei verringert sich die Verstärkung β.

$$\beta(f) = \frac{\beta_F}{\sqrt{1 + \left(\frac{\beta_F f}{f_T}\right)^2}}, \quad \frac{\beta_F f}{f_T} = \frac{f}{f_\beta}$$

β_F = forw. common-emitter I gain
f_T = unity-gain frequency
f_β = β-cutoff frequency

4 MOSFET

Leitungs-/Kanaltyp	Anreicherungstyp (selbstsperrend)	Verarmungstyp (selbstleitend)
p-Kanal		
n-Kanal		

NMOS
Sperrt: $U_{GS} < U_{TN}$, $I_D = 0A$
Nicht gesättigt: $U_{GS} > U_{TN}$ und $U_{DS} \le (U_{GS} - U_{TN})$

$$I_{D\to S} = K_n\left(U_{GS} - U_{TN} - \frac{U_{DS}}{2}\right)U_{DS}$$

Gesättigt: $U_{GS} > U_{TN}$ und $U_{DS} \ge (U_{GS} - U_{TN})$

$$I_{D\to S} = \frac{K_N}{2}(U_{GS} - U_{TN})^2(1 + \lambda U_{DS}) \approx \frac{K_N}{2}(U_{GS} - U_{TN})^2$$

PMOS
Sperrt: $U_{GS} > U_{TP}$, $I_D = 0A$
Nicht gesättigt: $U_{GS} < U_{Tp}$ und $U_{DS} \ge (U_{GS} - U_{TP})$

$$I_{S\to D} = K_P\left(U_{GS} - U_{TP} - \frac{U_{DS}}{2}\right)U_{DS}$$

Gesättigt: $U_{GS} < U_{TP}$ und $U_{DS} \le (U_{GS} - U_{TP})$

$$I_{S\to D} = \frac{K_P}{2}(U_{GS} - U_{TP})^2(1 - \lambda U_{DS}) \approx \frac{K_P}{2}(U_{GS} - U_{TP})^2$$

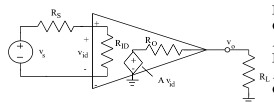
Parameter $K'_{N/P} = \mu_{N/P} \cdot C_{OX}$, $K_{N/P} = K'_{N/P} \cdot \frac{W}{L}$

	NMOS	PMOS
Enhancement-mode	$U_{TN} > 0$	$U_{TP} < 0$
Depletion-mode	$U_{TH} < 0$	$U_{TP} > 0$

Der **Arbeitspunkt** wird wie folgt beschrieben: $\underline{(I_{DS}, U_{DS})}$

Ähnlich wie beim BJT hat der MOSFET auch eine Art Early-Effekt dieser heißt jedoch **Kanallängenmodulation**. Berücksichtigt man diesen Effekt nicht so fällt der Ausdruck $(1 \pm \lambda U_{DS})$ beim Strom $I_{S\leftrightarrow D}$ weg.

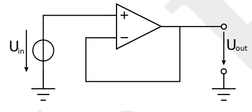
5 Operationsverstärker



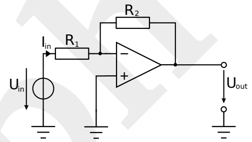
Ideal OPV
Open-loop gain:
$A \to \infty \Rightarrow U_{ID} = U_+ - U_- = 0$
Inpnt resitance:
$R_{ID} \to \infty\Omega \Rightarrow I_+ = I_- = 0$
Output resitance: $R_{out} = 0\Omega$
Common-mode rej. ratio
$A_{cm} \to \infty$

Voltage Gain $U_0 = AU_{ID}\frac{R_L}{R_{out} + R_L}$, $U_{ID} = U_S\frac{R_{ID}}{R_{ID} + R_S}$

$A_U = \frac{U_{out}}{U_S} = A\frac{R_{ID}}{R_{ID} + R_S} \cdot U_{ID}\frac{R_L}{R_{out} + R_L}$ $A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}}$



Der **Impedanzwandler** hat eine Unendlich große Eingangsimpedanz und eine verschwindend kleine Ausgangsimpedanz.
$A_V = 1$, $R_{in} = \infty\Omega$, $R_{out} = 0\Omega$

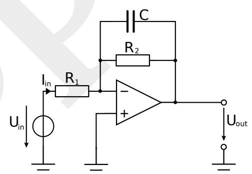


Der **invertierende Verstärker** verstärkt ein Eingangssignal invertiert

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1}\frac{A\beta}{1 + A\beta} \overset{\text{ideal}}{\approx} -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{in} = R_1 + R_{ID}||\frac{R_2}{1 + A} \overset{\text{ideal}}{\approx} R_1$$

$$R_{out} = \frac{R_0}{1 + A\beta} \approx \frac{R_0}{A\beta} \overset{\text{ideal}}{\approx} 0\Omega$$

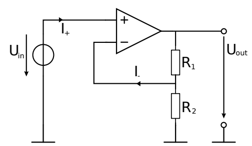


Der **Integrierverstärker** integriert und verstärkt ein Signal. Er ist ebenfalls ein **aktiver Hochpass**

$$A_V = \frac{R_2(j\omega C)^{-1}}{R_2 + (j\omega C)^{-1}}$$

$$\tau = R_2C \Rightarrow f_{gr} = \frac{1}{2\pi CR_2}$$

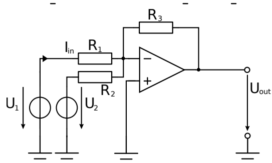
$$U_{out}(t) = -(R_1C)^{-1}\int_0^t U_{in}(t)\,dt$$



Der **nichtinvertierende Verstärker** verstärkt die Eingangsspannung um den Faktor A_V

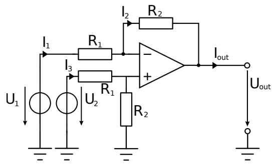
$$A_v = \frac{A}{1 + A\beta} \overset{\text{ideal}}{\approx} 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta}$$

$$R_{in} = R_{ID}(1 + A\beta) \approx R_{ID}A\beta \overset{\text{ideal}}{\approx} \infty\Omega \quad R_{out} = \frac{R_0}{1 + A\beta} \approx \frac{R_0}{A\beta} \overset{\text{ideal}}{\approx} 0\Omega$$



Der **Addierer** summiert zwei Eingangsspannungen auf und invertiert diese am Ausgang.

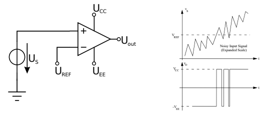
$$U_{out} = -\frac{R_3}{R_1}U_1 - \frac{R_3}{R_2}U_2$$



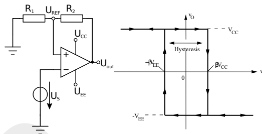
Der **Subtrahierer** subtrahiert die Spannungen an den Eingängen von einender und gibt die invertiert wieder.

$$U_{out} = -\frac{R_2}{R_1}(U_1 - U_2)$$

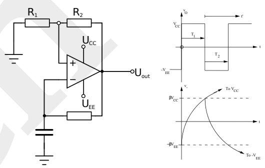
$R_{IN1} = R_1\ (U_2 = 0)$,
$R_{IN2} = R_1 + R_2$, $R_{out} = 0\Omega$



Der **Komparator** vergleicht eine Eingangsspannung mit einer Referenzspannung. Ist die Eingangsspannung die größere der beide so liegt am Ausgang die positive Betriebsspannung des OPV. Wenn nicht liegt die negative Betriebsspannung am Ausgang an.



Der **Schmidt-Trigger** schaltet den Ausgang je nach Eingangssignal auf U_{CC} oder U_{EE} hierbei hängt die Schwelle jedoch vom momentanen Zustand der Schaltung ab. Realisiert wird dies durch eine Mitkopplung. $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$



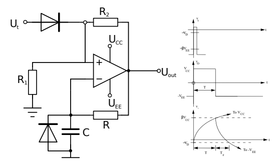
Die **astabile Kippstufe** funktioniert ähnlich wie der Schmidt-Trigger hierbei oszilliert jedoch U_{out}, da die Mitkopplung den Kondensator lädt und entlädt. Dadurch entsteht ein Rechtecksignal am Ausgang des OPV.

$$U_C(t) = U_{CC} - (U_{CC} + \beta U_{EE}) \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$U_C(t') = -U_{EE} + (U_{EE} + \beta U_{CC}) \cdot e^{-\frac{t'}{RC}}$$

$$T_1 = RC\ln\left(\frac{1 + \beta U_{EE}U_{CC}^{-1}}{1 - \beta}\right), \quad T_2 = RC\ln\left(\frac{1 + \beta U_{CC}U_{EE}^{-1}}{1 - \beta}\right)$$

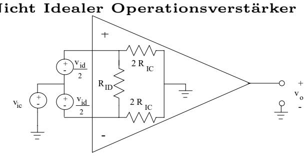
$$T = 2RC\ln\left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta}\right)$$



Die **monostabile Kippstufe** funktioniert ähnlich wie die astabile Kippstufe. Jedoch wird die mit einem Impuls angesteuert und gibt einen Rechteckimpuls der Länge T aus. Dies wird wieder durch eine Mitkopplung und 2 Dioden realisiert.

$$U_C(t) = U_{CC} - (U_{CC} + U_D) \cdot e^{-\frac{t}{RC}}, \quad T = RC\ln\left(\frac{1 + \frac{U_D}{U_{CC}}}{1 - \beta}\right)$$

Nicht Idealer Operationsverstärker



Finite Open-Loop Gain:

$$U_{ID} = U_+ - U_- \neq 0 \Rightarrow U_0 = AU_{ID} = A(U_+ - U_-)$$

Gain Error:

$$GE = A_{U,\text{ideal}} - A_U, \quad FGE = \frac{A_{u,\text{ideal}} - A_U}{A_{U,\text{ideal}}}$$

Finite Input/Non Zero Output – Resistance:

$$R_{ID} < \infty\Omega, \quad R_O > 0\Omega$$

Finite Common-Mode Rejection Ratio:

$$U_{ic} = \frac{U_1 - U_2}{2}, \quad U_0 = A(U_{ID}) + A_{cm}(v_{ic}), \quad CMRR = \left|\frac{A}{A_{cm}}\right|$$

Finite Power-Source Rejection Ratio:
Ein Maß wie der Verstärker Betriebsspannungsänderungen ausgleichen kann. (zwischen 60dB und 120dB)
Common Mode Input Resistance:

$$R_{IN} = R_{ID}||4 \cdot R_{IC}$$

Input Offset Voltage

$$U_0 = A\left(U_{ID} + \frac{U_{IC}}{CMRR} + U_{OS}\right), \quad U_{OS} = \frac{U_0}{A}$$

Input Offset Current

$$I_{OS} = I_{BI} - I_{B2}$$

Christoph Reich

6 Eintransistorverstärker

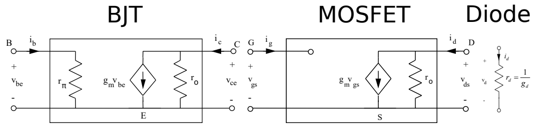
Eintransistorverstärker kann man wie folgt klassifizieren:

Common-Emitter/Common-Source (BJK/MOSFET)
- invertierend (Phasendrehung)
- Hohe Spannungsverstärkung
- Kleine Stromverstärkung
- Eingangswiderstand (C-E≪C-S)
- Ausgangswiderstand (C-E C-S)

Common-Collector/Common-Drain (BJK/MOSFET)
- nicht invertierend
- Hohe Stromverstärkung
- Hoher Eingangswiderstand
- Geringer Ausgangswiderstand
- Relativ große Eingangssignale möglich

Common-Base/Common-Gate (BJK/MOSFET)
- nicht invertierend
- Hohe Spannungsverstärkung
- Geringer Eingangswiderstand
- Hoher Ausgangswiderstand

Hierbei liegt die Gemeinsame Klemme des Eingangs- und Ausgangssignals den Namen fest.
Ein Signal heisst **Kleinsignal**, wenn dessen Amplitude die Linearisierungsbedingungen des Systems nicht verletzt. Die wichtigsten Kleinsignalmodelle sind:



	g_m [S]	r_π [Ω]	r_0 [Ω]	Kl. sig. bed.
Diode		$r_d = \frac{U_{TH}}{I_D}$		$\lvert U_D\rvert \ll 2U_{TH}$
npn-B.	$\frac{I_C}{U_{TH}}$	$\frac{\beta_0}{g_m}$	$\frac{U_A+U_{CE}}{I_C}$	$\lvert U_{BE}\rvert \ll 2U_{TH}$
NMOS	$\frac{2I_{DS}}{U_{GS}-U_{TH}}$	∞	$\frac{\lambda^{-1}+U_{DS}}{I_{DS}}$	$\lvert U_{GS}\rvert \ll 2(U_{GS}-U_{TH})$

Die konkrete Kl. sig. bed. für ein NMOS Transistor ist $\lvert U_{GS}\rvert \leq 0.2(U_{GS}-U_{TH})$.

Menü für DC Analyse
1. Ersetzen der Kapazitäten mit Leerläufen und der Spulen mit Kurzschlüssen.
2. Berechnung des Arbeitspunktes mit Hilfe der Großsignalmodelle.(Thévenin Transformation des Eingangs, I über Eingangsmasche berechnen, U über Ausgangsmasche berechnen)

Menü für AC Analyse
1. Ersetzen der Kapazitäten mit Kurzschlüssen und der Spulen mit Leerläufen. Ersetzen der DC Spannungsquellen durch GND und der Stromquellen durch Leerläufe.
2. Ersetzen der Transistoren durch das entsprechende Kleinsignalmodell. Berechnen der Kleinsignalparameter (als Funktion des Arbeitspunktes).
3. Analyse der Kleinsignaleigenschaften der Schaltung (Verstärkung, Eingangswiderstand, Ausgangswiderstand, etc.).

Allgemein gilt wie immer: $A_U = \frac{U_{out}}{U_{in}}$ und $A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}}$.
$R_{in} = \frac{U_x}{I_x}\big|_{U_{out}\to \text{GND}}$ und $R_{out} = \frac{U_x}{I_x}\big|_{U_{in}\to \text{GND}}$

7 Zweitortheorie

Admittanzmatrix

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} = \frac{I_1}{U_1}\big|_{U_2=0V} & Y_{12} = \frac{I_1}{U_2}\big|_{U_1=0V} \\ Y_{21} = \frac{I_2}{U_1}\big|_{U_2=0V} & Y_{22} = \frac{I_2}{U_2}\big|_{U_1=0V} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

Inverse Hybridmatrix

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11} = \frac{I_1}{U_1}\big|_{I_2=0A} & G_{12} = \frac{I_1}{I_2}\big|_{U_1=0V} \\ G_{21} = \frac{U_2}{U_1}\big|_{I_2=0A} & G_{22} = \frac{U_2}{I_2}\big|_{U_1=0V} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Hybridmatrix

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} = \frac{U_1}{I_1}\big|_{U_2=0V} & H_{12} = \frac{U_1}{U_2}\big|_{I_1=0A} \\ H_{21} = \frac{I_2}{I_1}\big|_{U_2=0V} & H_{22} = \frac{I_2}{U_2}\big|_{I_1=0A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

Impedanzmatrix

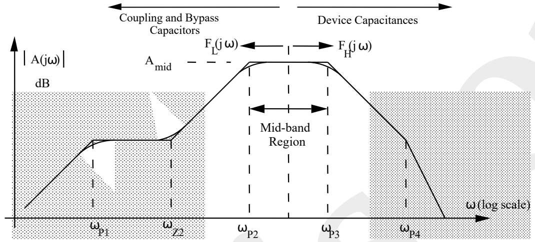
$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} = \frac{U_1}{I_1}\big|_{I_2=0A} & Z_{12} = \frac{U_1}{I_2}\big|_{I_1=0A} \\ Z_{21} = \frac{U_2}{I_1}\big|_{I_2=0A} & Z_{22} = \frac{U_2}{I_2}\big|_{I_1=0A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Hierbei ist U_1 die Eingangsspannung und U_2 die Ausgangsspannung. Die Ströme I_1 und I_2 fließen in das Zweitor rein.
Umwandlung von Zweitormatrizen

	$\underline{Z}$	$\underline{Y}$	$\underline{A}$	$\underline{H}$	$\underline{C}$
$\underline{Z}$	$\begin{matrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{Y_{22}}{\det \mathbf{Y}} & \frac{-Y_{12}}{\det \mathbf{Y}} \\ \frac{-Y_{21}}{\det \mathbf{Y}} & \frac{Y_{11}}{\det \mathbf{Y}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{A_{11}}{A_{21}} & \frac{\det \mathbf{A}}{A_{21}} \\ \frac{1}{A_{21}} & \frac{A_{22}}{A_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\det \mathbf{H}}{H_{22}} & \frac{H_{12}}{H_{22}} \\ \frac{-H_{21}}{H_{22}} & \frac{1}{H_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{C_{11}} & \frac{-C_{12}}{C_{11}} \\ \frac{C_{21}}{C_{11}} & \frac{\det \mathbf{C}}{C_{11}} \end{matrix}$
$\underline{Y}$	$\begin{matrix} \frac{Z_{22}}{\det \mathbf{Z}} & \frac{-Z_{12}}{\det \mathbf{Z}} \\ \frac{-Z_{21}}{\det \mathbf{Z}} & \frac{Z_{11}}{\det \mathbf{Z}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{A_{22}}{A_{12}} & \frac{-\det \mathbf{A}}{A_{12}} \\ \frac{-1}{A_{12}} & \frac{A_{11}}{A_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{H_{11}} & \frac{-H_{12}}{H_{11}} \\ \frac{H_{21}}{H_{11}} & \frac{\det \mathbf{H}}{H_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\det \mathbf{C}}{C_{22}} & \frac{C_{12}}{C_{22}} \\ \frac{-C_{21}}{C_{22}} & \frac{1}{C_{22}} \end{matrix}$
$\underline{A}$	$\begin{matrix} \frac{Z_{11}}{Z_{21}} & \frac{\det \mathbf{Z}}{Z_{21}} \\ \frac{1}{Z_{21}} & \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-Y_{22}}{Y_{21}} & \frac{-1}{Y_{21}} \\ \frac{-\det \mathbf{Y}}{Y_{21}} & \frac{-Y_{11}}{Y_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{-\det \mathbf{H}}{H_{21}} & \frac{-H_{11}}{H_{21}} \\ \frac{-H_{22}}{H_{21}} & \frac{-1}{H_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{C_{21}} & \frac{C_{22}}{C_{21}} \\ \frac{C_{11}}{C_{21}} & \frac{\det \mathbf{C}}{C_{21}} \end{matrix}$
$\underline{H}$	$\begin{matrix} \frac{\det \mathbf{Z}}{Z_{22}} & \frac{-Z_{12}}{Z_{22}} \\ \frac{-Z_{21}}{Z_{22}} & \frac{1}{Z_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{Y_{11}} & \frac{-Y_{12}}{Y_{11}} \\ \frac{Y_{21}}{Y_{11}} & \frac{\det \mathbf{Y}}{Y_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{A_{12}}{A_{22}} & \frac{\det \mathbf{A}}{A_{22}} \\ \frac{-1}{A_{22}} & \frac{A_{21}}{A_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{C_{22}}{\det \mathbf{C}} & \frac{-C_{12}}{\det \mathbf{C}} \\ \frac{-C_{21}}{\det \mathbf{C}} & \frac{C_{11}}{\det \mathbf{C}} \end{matrix}$
$\underline{C}$	$\begin{matrix} \frac{1}{Z_{11}} & \frac{-Z_{12}}{Z_{11}} \\ \frac{Z_{21}}{Z_{11}} & \frac{\det \mathbf{Z}}{Z_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\det \mathbf{Y}}{Y_{22}} & \frac{Y_{12}}{Y_{22}} \\ \frac{-Y_{21}}{Y_{22}} & \frac{1}{Y_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{A_{21}}{A_{11}} & \frac{-\det \mathbf{A}}{A_{11}} \\ \frac{1}{A_{11}} & \frac{A_{12}}{A_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{H_{22}}{\det \mathbf{H}} & \frac{-H_{12}}{\det \mathbf{H}} \\ \frac{-H_{21}}{\det \mathbf{H}} & \frac{H_{11}}{\det \mathbf{H}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{matrix}$

8 Frequenzgang

Dämpfungen werden i. d. R. in einem Bodendiagramm dargestellt.



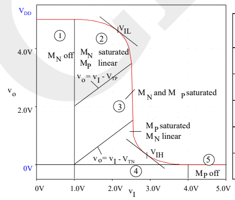
$$A_U(s) = A_{mid}F_L(s)F_H(s)$$

$$\lvert A_U(j\omega_L)\rvert = \lvert A_U(j\omega_H)\rvert = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

Allgemeine Regeln bei sehr hohen und sehr niedrigen Frequenzen:
- Bei Frequenzen **unterhalb** des Mittelbandes dürfen die **kondensatoren nicht kurzgeschlossen** werden.
- Bei Frquenzen **oberhalb des Mittelbandes** begrenzen die internen Kapazitäten der Bauteile die Verstärkung.

9 Digitale Schaltungen

Die Kennlinie eines MOSFET Inverters sieht wie folgt aus:



Region	Input Voltage v_I	Output Voltage v_O	NMOS Transistor	PMOS Transistor
1	$v_I \leq V_{TN}$	$V_{OH} = V_{DD}$	Cutoff	Linear
2	$V_{TN} < v_I \leq v_O + V_{TP}$	High	Saturation	Linear
3	$v_I \approx V_{DD}/2$	$V_{DD}/2$	Saturation	Saturation
4	$v_O + V_{TN} < v_I \leq (V_{DD} + V_{TP})$	Low	Linear	Saturation
5	$v_I \geq (V_{DD} + V_{TP})$	$V_{OL} = 0$	Linear	Cutoff

Noise Margins:

$$NM_L = U_{IL} - U_{OL}, \quad NM_H = U_{OH} - U_{IH}$$

Rise and Fall-time:

$$U_{10\%} = U_{OL} + 0.1(U_{OH} - U_{OL}), \quad U_{90\%} U_{OL} + 0.9(U_{OH} - U_{OL})$$

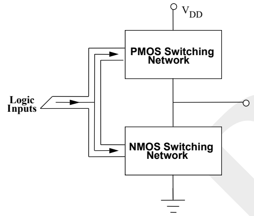
Propagation Delay:

$$U_{50\%} = \frac{(U_{OH} + U_{OL})}{2}, \quad \tau_P = \frac{(\tau_{PLH} + \tau_{PHL})}{2}$$

Dynamic Power Dissipation:

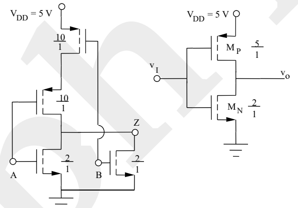
$$P_D \; CV_{DD}^2 f$$

Die meist benutze Logik ist die **CMOS Logik**. Sie Funktioniert wie folgt:



-PMOS and NMOS switching networks are complementary
-Either the PMOS or the NMOS network is on while the other is off
-No static power dissipation

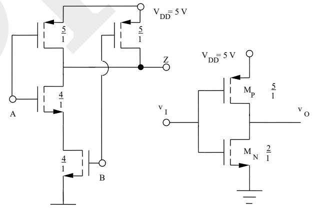
CMOS **NOR**



NOR Gate Truth Table

A B	Z = $\overline{A+B}$
0 0	1
0 1	0
1 0	0
1 1	0

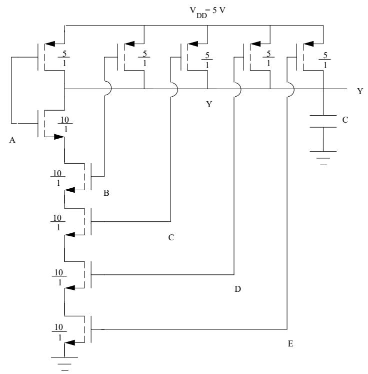
CMOS **NAND**



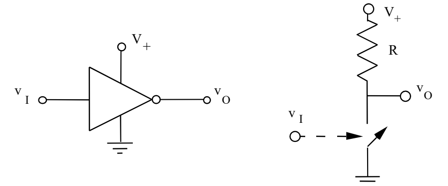
NAND Gate Truth Table

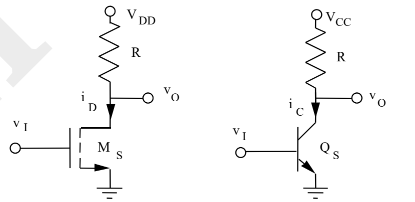
A B	Z = $\overline{AB}$
0 0	1
0 1	1
1 0	1
1 1	0

CMOS **Multi-Input NAND**



Inverterschaltungen Beispiele





Allgemeine Logik

Operation	Boolean Representation
NOT	$Z = \overline{A}$
OR	$Z = A + B$
AND	$Z = A \bullet B = AB$
NOR	$Z = \overline{A + B}$
NAND	$Z = \overline{A \bullet B} = \overline{AB}$

Um eine gute Funktionalität digitaler Schaltungen zu sichern, müssen eine Reihe von Parametern optimiert werden, wie zum Beispiel:

- Rauschabstände
- Regeneration von logischen Pegeln
- Direktionalität
- Treiberfähigkeit
- Leistungsverbrauch
- Flächenbedarf (Kosten)

10 Mathematische Grundlagen

x in Grad	0	15	30	45	60	75	90	120	135	150	180
x in rad	0	$\frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{12}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{3}\pi$	$\frac{3}{4}\pi$	$\frac{5}{6}\pi$	π
$\sin(x)$	0	$\frac{1}{\sqrt{6}+\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{6}-\sqrt{2}}$	1	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{1}{2}$	0
$\cos(x)$	1	$\frac{\sqrt{3}+1}{\sqrt{8}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{8}}$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	-1
$\tan(x)$	0	$2-\sqrt{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	1	$\sqrt{3}$	$2+\sqrt{3}$	∞	$-\sqrt{3}$	-1	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$	0

$$ax^2 + bx + c = 0$$

$$x_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

$$x^2 + px + q = 0, \qquad p = \frac{b}{a}, \qquad q = \frac{c}{a}$$

$$x_{1,2} = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q}$$