

DT Reference Sheet

Jonas Milkovits

Last Edited: 26. April 2020

Inhaltsverzeichnis

1 Grundlagen	1
1.1 Digitale Abstraktion und ihre technische Umsetzung	1
1.2 Zahlensysteme	2
1.3 Logikgatter	4
1.4 MOSFET Transistoren und CMOS Gatter	5
1.5 Leistungsaufnahme	7
2 Kombinatorische Schaltungen	7
2.1 Boole'sche Gleichungen und Algebra	7
2.2 Kombinatorische Grundelemente	8
2.3 Karnaugh-Diagramme (KV)	10
2.4 Minimierung von Ausdrücken	11
2.5 Vierwertige Logik (0,1,X,Z)	11
2.6 Zeitverhalten	12
3 Sequentielle Schaltungen	12
3.1 Allgemein	12
3.2 Latches	12
3.3 Flip-Flops	14
3.4 Entwurf synchroner Schaltungen	15
3.5 Endliche Automaten	15
3.6 Zeitverhalten	16
3.7 Parallelität	18
4 Hardware-Beschreibungssprachen	19
4.1 Allgemein	19
4.2 Kombinatorische Logik (Einführung)	19
4.3 Modulhierarchie	19
4.4 Datentypen	21
4.5 Modellierung kombinatorischer Schaltungen	22
4.6 Modellierung sequentieller Schaltungen	23
4.7 Parametrisierte Module	26
4.8 Testrahmen	26
4.9 Modellierung endlicher Automaten	27
5 Grundelemente digitaler Schaltungen	28
5.1 Arithmetische Schaltungen	28
5.2 Sequentielle Grundelemente	31
5.3 Speicherfelder	32
5.4 Logikfelder	34
6 Hilfsblatt	36
7 Nützliches	39
7.1 Links	39

1 Grundlagen

1.1 Digitale Abstraktion und ihre technische Umsetzung

- **Abstraktion**

- Beschränken auf wesentliche Eigenschaften
- Redundantes wird aufgrund von Abstraktion weggelassen

- **Schichtenmodell**

Anwendungs- software	Programme	• Untere Schicht erbringt Dienstleistungen für nächst höhere Schicht
Betriebs- systeme	Gerätetreiber	• Obere Schicht nutzt nur Dienste der nächst niedrigeren Schicht
Architektur	Befehle Register	• Eindeutige Schnittstelle zwischen den Schichten
Mikro- architektur	Datenpfade Steuerung	• Vorteile:
Logik	Addierer Speicher	• Austauschbarkeit einzelner Schichten
Digital- schaltungen	UND Gatter Inverter	• Nur bearbeitende Schicht muss dem Nutzer bekannt sein
Analog- schaltungen	Verstärker Filter	• Festdefinierte Funktionalität niedrigerer Schichten
Bauteile	Transistoren Dioden	• Nachteile:
Physik	Elektronen	• ggf. geringe Leistungsfähigkeit des Systems

- **Disziplin**

- wissentliche Beschränkung der Realisierungsmöglichkeiten
- z.B.: Digitale Entwurfsdisziplin | Digitale Abstraktion
 - Arbeit mit diskreten statt stetigen Spannungspegeln
 - Einfacher Entwurf → Entwurf komplexerer Schaltungen

- **Wesentliche Techniken**

- Hierarchy | Aufteilen eines Systems in Module und Untermodule
- Modularity | wohldefinierte Schnittstellen und Funktionen
- Regularity | bevorzuge einfache Lösungen für einfachere Wiederverwendbarkeit

- **Bits und Bytes | Digitale Abstraktion**

- Grundlagen
 - Beschränkung auf zwei unterschiedliche Werte 0 | 1
 - Bit (binary digit) Maßeinheit für Information (kleinstmöglich)
 - Bitfolgen → mehrere Bits hinteinander
 - Anzahl der möglichen Zustände: 2^n
 - $2^5 = 32$ | $2^{10} = 1024$

- Größenordnungen

1 Ki = Kibi = 2^{10} =	1024
1 Mi = Mebi = 2^{20} =	1024×1024
1 Gi = Gibi = 2^{30} =	$1024 \times 1024 \times 1024$
1 Ti = Tebi = 2^{40} =	$1024 \times 1024 \times 1024 \times 1024$
<hr/>	
1 k = Kilo = 10^3 =	1000
1 M = Mega = 10^6 =	1000×1000
1 G = Giga = 10^9 =	$1000 \times 1000 \times 1000$
1 T = Tera = 10^{12} =	$1000 \times 1000 \times 1000 \times 1000$

- Nomenklatur
 - Nibble: Besteht auf 4 Bit
 - Byte: Besteht auf 8 Bit
 - Halbwort: Abhängig von Registerbreite (32Bit/64Bit) | Hälfte eines Worts
 - Wort: Entspricht Registerbreite (32Bit/64Bit)

1.2 Zahlensysteme

• Darstellung von natürlichen Zahlen

- Allgemein | vorzeichenloses Stellenwertsystem
 - Basis $b \in \mathbb{N} \wedge b \geq 2$
 - Menge der verfügbaren Ziffern $Z_b := 0, 1, \dots, b - 1$
 - $u_{b,k}$ bildet Ziffernfolge der Breite $k \in \mathbb{N}$ auf eine natürliche Zahl ab
 - $u_{b,k} : (a_{k-1} \dots a_1 a_0) \in Z_b^k \rightarrow \sum_{i=0}^{k-1} a_i * b^i \in \mathbb{N}$
 - polyadisches Zahlensystem \rightarrow Wertigkeit von Position abhängig
 - niedrigstwertige Stelle (**LSD**, least significant digit): a_0
 - höchstwertige Stelle (**MSD**, most significant digit): a_{k-1}
 - Anzahl der darstellbaren Werte: b^k
- Beispiele:
 - Dezimal: $302 = 3 * 100 + 0 * 10 + 2 * 1 = 302_{10}$
 - binär: $1101_2 = 1 * 2^3 + 1 * 2^2 + 0 * 2^1 + 1 * 2^0 = 13_{10}$
 - hexadezimal: $1F3A_{16} = 1 * 16^3 + 15 * 16^2 + 3 * 16^1 + 10 * 16^0 = 7994_{10}$

• Umrechnen von Zahlensystemen

- Binär/Hexadezimal \rightarrow Dezimal
 - polyadische Abbildung verwenden
 - $u_{2,5}(10011_2) = 2^0 + 2^1 + 2^4 = 19_{10}$
 - $u_{16,3}(4AF_{16}) = 15 * 16^0 + 10 * 16^1 + 4 * 16^2 = 1199_{10}$
 - (Hinweis: $16^2 = 256$ | $16^3 = 4096$)
- Binär \leftrightarrow Hexadezimal
 - Nibble-weise umwandeln
 - bei LSD beginnen
 - führende Nullen weglassen oder ergänzen (je nach geforderter Bitbreite)
 - $11\ 1010\ 0110\ 1000_2 = 3A68_{16}$
 - $7BF_{16} = 111\ 1011\ 1111_2$
- Dezimal \rightarrow Binär

$$\begin{aligned}
 & 53_{10} \\
 &= 32 + \underline{21} \\
 &= 32 + 16 + \underline{5} \\
 &= 32 + 16 + 4 + 1 \\
 &= 2^5 + 2^4 + 2^2 + 2^0 \\
 &= 11\ 0101_2
 \end{aligned}$$

Abbildung 1: Maximale Zweierpotenzen abziehen

$$\begin{aligned}
 & 53_{10} \\
 &= 2 \cdot \underline{26} + 1 \\
 &= 2 \cdot (2 \cdot \underline{13} + 0) + 1 \\
 &= 2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot \underline{6} + 1) + 0) + 1 \\
 &= 2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot \underline{3} + 0) + 1) + 0) + 1 \\
 &= 2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot (2 \cdot \underline{1} + 1) + \underline{0}) + \underline{1}) + \underline{0}) + \underline{1} \\
 &= 11\ 0101_2
 \end{aligned}$$

Abbildung 2: Halbieren mit Rest

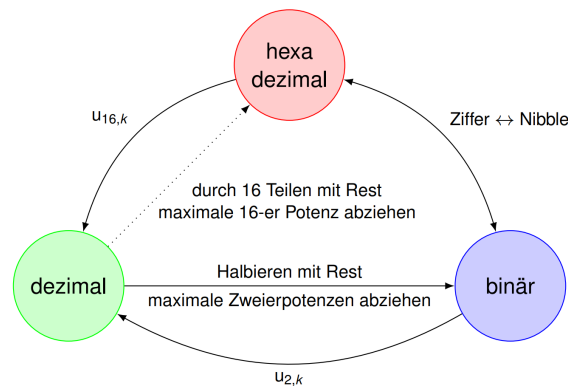


Abbildung 3: Übersicht über Umrechnungsverfahren

• Addition von vorzeichenlosen Binärzahlen

$$\begin{array}{r}
 \text{Übertrag} \\
 \text{Summand} \\
 \text{Summand} \\
 \hline
 \text{Summe}
 \end{array}$$

Überlauf

- Überlauf bei festen Bitbreiten
- Informationsverlust!
- z.B.: 4-Bit Addierer $11 + 6 = 1$

• Vorzeichenbehaftete Binärzahlen

- Vorzeichen und Betrag
 - Erstes Bit als Vorzeichen ($\cdot (-1)^1$ oder $\cdot (-1)^0$)
 - z.B.: $vb_{2,4}(1110_2) = (0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2) \cdot (-1)^1 = -6_{10}$
 - inkompatibel mit binärer Addition
- Zweierkomplement
 - $s_k : (a_{k-1}, \dots, a_1, a_0) \in \mathbb{B} \rightarrow a_{k-1} \cdot (-2^{k-1}) + \sum_{i=0}^{k-2} a_i \cdot 2^i \in \mathbb{Z}$
 - Funktion s_k bildet eine Bitfolge der Breite $k \in \mathbb{N}$ auf eine ganze Zahl ab
 - Anzahl darstellbarer Werte: 2^k
 - Wertebereich: $\{-2^{k-1}, \dots, 2^{k-1} - 1\}$
 - z.B.: $s_4(1010_2) = 0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot (-2^3) = -6_{10}$
 - kompatibel mit binärer Addition
- Dezimal \rightarrow Zweierkomplement
 - in beiden Fällen achten auf korrekte/geforderte Bitbreite
 - ggf. führende Nullen vor Betragsdarstellung

$$\begin{aligned}
 -53_{10} &= -64 + \underline{11} \\
 &= -64 + 8 + \underline{3} \\
 &= -64 + 8 + 2 + 1 \\
 &= -2^6 + 2^3 + 2^1 + 2^0 \\
 &= 100\ 1011_2
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 -53_{10} &= \overline{53_{10}} + 1 \\
 &= \overline{011\ 0101_2} + 1 \\
 &= 100\ 1010_2 + 1 \\
 &= 100\ 1011_2
 \end{aligned}$$

Abbildung 4: Maximale Zweierpotenzen abziehen

Abbildung 5: Negieren und Inkrement(+1)

- **Bitbreitenerweiterung**

- Notwendig für Addition verschiedener Bitbreiten
- zero extension: Auffüllen mit führenden Nullen für vorzeichenlose Darstellung
- sign extension: Auffüllen mit Wert des Vorzeichen-Bits für Zweierkomplement-Darstellung
- z.B.: Falls in Aufgaben eine Bitbreite von 8Bit gefordert wird

- **Vergleich der binären Zahlendarstellungen**

Z	Vorzeichenlos: $u_{2,k}$ $\{0, \dots, 2^k - 1\}$	Vorzeichen/Betrag: $vb_{2,k}$ $\{-2^{k-1} + 1, \dots, 2^{k-1} - 1\}$	Zweierkomplement: s_k $\{-2^{k-1}, \dots, 2^{k-1} - 1\}$
15	1111		
14	1110		
13	1101		
12	1100		
11	1011		
10	1010		
9	1001		
8	1000		
7	0111	0111	0111
6	0110	0110	0110
5	0101	0101	0101
4	0100	0100	0100
3	0011	0011	0011
2	0010	0010	0010
1	0001	0001	0001
0	0000	0000 1000	0000
-1		1001	1111
-2		1010	1110
-3		1011	1101
-4		1100	1100
-5		1101	1011
-6		1110	1010
-7		1111	1001
-8			1000

1.3 Logikgatter

- **Logische Operationen**

- verknüpfen binäre Werte $\mathbb{B}^n \rightarrow \mathbb{B}^k$
- Charakterisierung durch Wahrheitstabellen
- z.B.: $n = 1 : NOT \mid n = 2 : AND, OR, XOR \mid n = 3 : MUX$

- **Gatterarten auf Merkblatt**

- **Fehlerkorrektur mit Paritätsfunktion**

- $Y = 1$, falls Anzahl an eingehenden Einsen ungerade
- Verwendung in Fehlerkorrektur bei Übertragung
- 1. Anhängen eines Paritätsbits
- 2. Gesamtparität nach Übertragung berechnen
- Verwendung von mehreren Paritätsbits für Nachricht für Fehlerkorrektur

1	1	0
0	1	1
1	0	

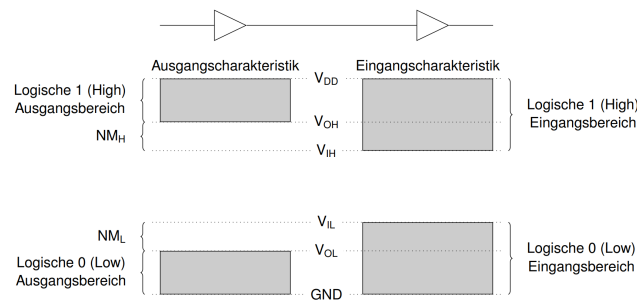
Übertragung

1	0	0
0	1	1
1	0	

1.4 MOSFET Transistoren und CMOS Gatter

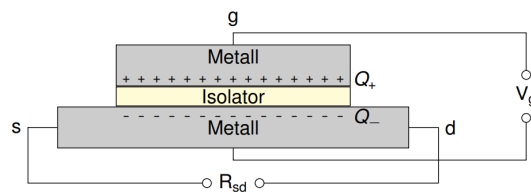
• Spannungen als Logikpegel

- Definition von Logikpegeln für 0 und 1
- $0V \rightarrow 0$ (GND, Voltage Source Source (V_{SS}))
- $5V \rightarrow 1$ (Versorgungsspannung, Voltage Drain Drain (V_{DD}))
- Definition von Spannungsbereichen aufgrund von Rauschen (z.B. Widerstände)
 - V_{IL} : größte Spannung, die Empfänger als 0 interpretiert (Voltage Input Low)
 - V_{IH} : kleinste Spannung, die Empfänger als 1 interpretiert (Voltage Input High)
 - V_{OL} : größte Spannung, die Treiber als 0 ausgibt (Voltage Output Low)
 - V_{OH} : kleinste Spannung, die Treiber als 1 ausgibt (Voltage Output High)
 - $NM_H = V_{OH} - V_{IH}$: oberer Störabstand (Noise Margin High)
 - $NM_L = V_{IL} - V_{OL}$: unterer Störabstand (Noise Margin Low)



• Feldeffekt-Transistoren

- Logikgatter werden aus Transistoren aufgebaut (heutzutage hauptsächlich FET)
- Transistor:
 - Spannungsgesteuerte Schalter
 - Zwei Anschlüsse werden je nach Spannung am 3. Eingang (Gate) getrennt oder verbunden
- Der Feldeffekt
 - Prinzip des spannungsgesteuerten Widerstands



- Metallische Streifen bilden Plattenkondensator
- Steuerspannung V_g beeinflusst Menge der freien Ladungsträger
- Steuerung des Widerstands R_{sd} mithilfe der Steuerspannung V_g
- Nutzung von Halbleitern, da der Feldeffekt dort technisch nutzbar
- meist dotierte Silizium-basierte Halbleiter
- MOSFETs
 - Metalloxid-Halbleiter (MOS) Transistoren
 - Undotiertes Silizium als Gate
 - Oxid (Siliziumdioxid) als Isolator
 - Dotiertes Silizium als Substrat und Anschlüsse

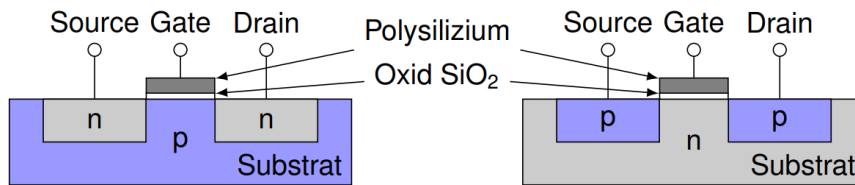


Abbildung 6: Links: nMOS | Rechts: pMOS

- nMOS: $Gate = 0 \rightarrow AUS$ $Gate = 1 \rightarrow AN$
- pMOS: $Gate = 0 \rightarrow AN$ $Gate = 1 \rightarrow AUS$

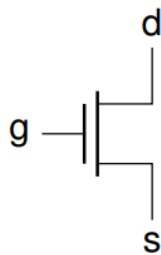


Abbildung 7: nMOS

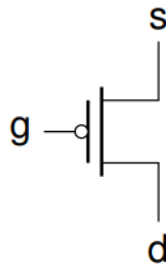
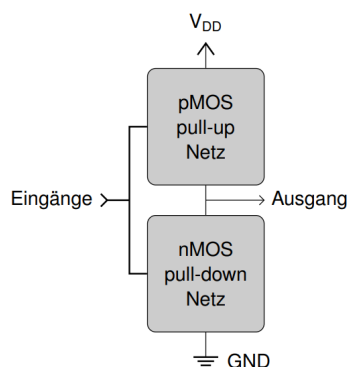


Abbildung 8: pMOS (Kreis wie im p)

• CMOS-Gatter

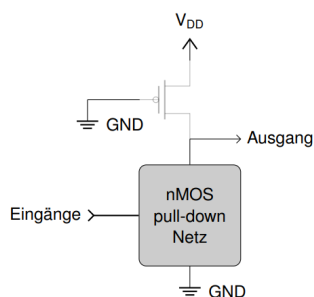


- Kombinieren von komplementären Transistoren
 - nMOS leiten 0'en gut weiter \rightarrow Source an GND anschließen
 - pMOS leiten 1'en gut weiter \rightarrow Source an V_{DD} anschließen
- \Rightarrow Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (CMOS) Logik

• Struktur:

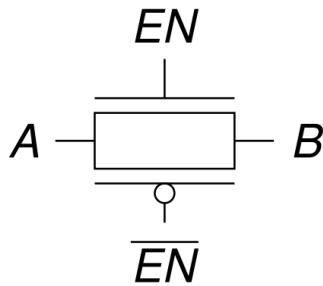
- pMOS Parallelschaltung \Leftrightarrow nMos Serienschaltung
- nMOS Parallelschaltung \Leftrightarrow pMos Serienschaltung

• Pseudo-nMOS Gatter



- Ersetzt das pMOS-Pull-Up-Netz
- \rightarrow durch schwachen, immer eingeschalteten pMOS
- Pull-Up kann durch Pull-Down überstimmt werden

• Transmissionsgatter



- besseres Schalter \Rightarrow leitet 0 und 1 gut weiter
- $EN = 1$ und $\overline{EN} = 0 \Rightarrow$ EIN (A mit B verbunden)
- $EN = 0$ und $\overline{EN} = 1 \Rightarrow$ AUS (A nicht mit B verbunden)

1.5 Leistungsaufnahme

- **Leistung** = Energieumsatz/-verbrauch pro Zeiteinheit
- **Statische Leistungsaufnahme:**
 - Leistungsbedarf wenn kein Gatter schaltet
 - verursacht durch Leckstrom I_{DD} (nicht vollständiges Abschalten, Pseudo-nMOS,...)
 - $P_{static} = I_{DD} \cdot V_{DD}$
- **Dynamische Leistungsaufnahme:**
 - Aufladen der Gate-Kapazität C von 0As auf $Q = C \cdot V_{DD}$
 - Schaltung wird mit Frequenz f betrieben \Rightarrow Transistoren schalten f -mal pro Sekunde
 - Nur die Hälfte davon sind Aufladungen
 - $P_{dynamic} = I \cdot V = \frac{1}{2} C \cdot V_{DD}^2 \cdot f$
 - Beispiel Leistungsaufnahme:
 - ▶ Abschätzen der Leistungsaufnahme für einen Netbook-Prozessor
 - ▶ Versorgungsspannung $V_{DD} = 1,2 \text{ V}$
 - ▶ Transistorkapazität $C = 20 \text{ nF}$
 - ▶ Taktfrequenz $f = 1 \text{ GHz}$
 - ▶ Leckstrom $I_{DD} = 20 \text{ mA}$

$$\Rightarrow P = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{DD}^2 \cdot f + I_{DD} \cdot V_{DD} = 14,4 \text{ W} + 24 \text{ mW}$$

- **Moore'sches Gesetz** (Alle 18 Monate verdoppelt sich die Anzahl der Transistoren auf einem Chip)

2 Kombinatorische Schaltungen

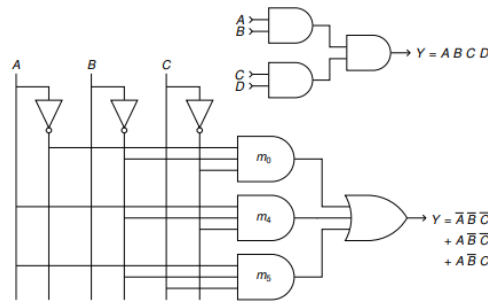
2.1 Boole'sche Gleichungen und Algebra

- **Kombinatorische Logik**
 - Eingänge führen durch bestimmtes Verhalten zu Ausgängen (Funktionales und Zeitverhalten)
 - kombinatorische Logik \Rightarrow hängt nur von Eingangswerten ab
 - sequentielle Logik \Rightarrow hängt von Eingangswerten und internem Zustand ab
 - Eigenschaften:
 - Jedes Schaltungselement ist selbst kombinatorisch
 - Jeder Pfad besucht jeden Knoten maximal einmal (zyklenfrei)
- **Bool'sche Gleichungen**
 - Grundlagen:
 - beschreiben Ausgänge als Funktion der Eingänge \Rightarrow Spezifikation des funktionalen Verhaltens
 - Operatoren: (sortiert nach Operatorpräzedenz)
 - NOT: \overline{A}
 - AND: $A \cdot B = A * B$

- XOR: $A \oplus B$
- OR: $A + B$
- Komplement: Invertierte boole'sche Variable (\overline{A})
- Literal: Variable oder ihr Komplement (A, \overline{A})
- Implikant: Produkt von Literalen (ABC)
- Minterm: Produkt (UND, Konjunktion) über alle Eingangsvariablen (ABC)
- Maxterm: Summe (ODER, Disjunktion) über alle Eingangsvariablen ($A + B + C$)
- Minterm:
 - Produkt, das jede Eingangsvariable genau einmal enthält
 - entspricht einer Zeile in Wahrheitstabelle
 - Jeder Minterm wird für genau eine Eingangskombination **wahr**
 - Disjunktive Normalform(DNF) = Sum-Of-Products(SOP)
 - Summe aller Minterme, für welche die **Funktion wahr** ist \Rightarrow nur eine DNF
 - z.B.: $Y = m_1 + m_2 = \overline{A} B + A \overline{B}$
- Maxterm:
 - Produkt, das jede Eingangsvariable genau einmal enthält
 - entspricht einer Zeile in Wahrheitstabelle
 - Jeder Maxterm wird für genau eine Eingangskombination **falsch**
 - Konjunktive Normalform(KNF) = Product-of-sums (POS)
 - Produkt aller Maxterme, für welche die **Funktion falsch** ist \Rightarrow nur eine KNF
 - z.B.: $Y = M_0 M_3 = (A + B)(\overline{A} + \overline{B})$
- **Boole'sche Algebra**
 - Axiome: grundlegende Annahmen der Algebra (nicht beweisbar)
 - Theoreme: komplexere Regeln, die sich aus Axiomen ergeben (beweisbar)
 - Optimierungen durch Begrenzung auf \mathbb{B}
 - Axiome und Theoreme zu finden auf Hilfsblatt
- **Logikminimierung**
 - TO-DO (Übungen)
 - Bubble-Pushing
 - Verschieben von Invertierungsblasen zur Vereinfachung von Schaltern
 - Über Gatter hinweg \Rightarrow De Morgan | And \Leftrightarrow OR | Verschieben der Blasen
 - Zwischen Gattern \Rightarrow Über Leitungen | Involution (doppelte Blasen)
 - Entfernen verbleibender Buffer

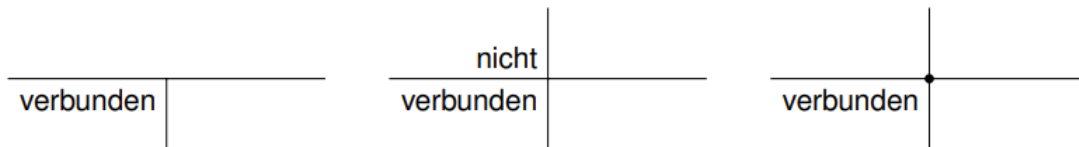
2.2 Kombinatorische Grundelemente

- **Zweistufige Logik**
 - direkte Umsetzung der disjunktiven Normalform (DNF)
 - aufwändige Darstellung und Realisierung
 - Eingangsliterale: Ein Inverter pro Variable
 - Minterme: Je ein AND Gatter an passende Literale anschließen
 - Summe: ALle Minterme an ein OR Gatter anschließen
- \Rightarrow jede boole'sche Funktion mit Basisgattern realisierbar
- z.B.:



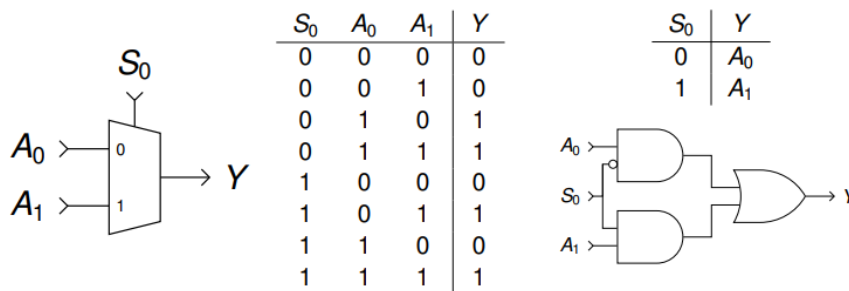
• Konventionen für Schaltpläne

- Eingänge links/oben | Ausgänge rechts/unten
- gerade und rechtwinklige Verbindungen



• Multiplexer $MUX_n : \mathbb{B}^{n + \lceil \log_2 n \rceil} \rightarrow \mathbb{B}$

- Selektiert einen der Datenausgänge $A_0, \dots, A_n - 1$ als Ausgang Y
- $k = \lceil \log_2 n \rceil$ Steuersignale S_0, \dots, S_{k-1}
- $Y = A_{u_{2,k}(S_{k-1} \dots S_0)}$

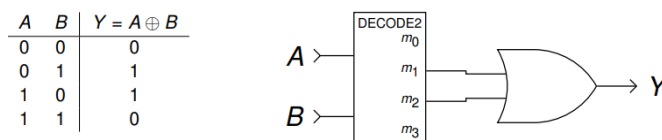


• Dekodierer $DECODE_n : \mathbb{B}^n \rightarrow \mathbb{B}^{2^n}$

- n Eingänge A_0, \dots, A_{n-1}
- 2^n Ausgänge Y_0, \dots, Y_{2^n-1}
- $Y_i = u_{2,n}(A_{n-1} \dots A_0) == i ? 1 : 0$ ("One-Hot" Kodierung)



- Logikrealisierung: Summe über Minterme, auf denen Zielfunktion wahr ist
- \Rightarrow Decoder ersetzt erste Stufe der zweistufigen Logikrealisierung



2.3 Karnaugh-Diagramme (KV)

- Allgemein

- Minimierung boole'scher Ausdrücke durch Zusammenfassen von Mintermen
- $Y = AB + A\bar{B} = A$

⇒ Graphische Darstellung der Zusammenhänge durch Karnaugh-Diagramme

- via GrayCode (immer nur ein geändertes Bit nebeneinander)
- Zusammenhängende Minterme dadurch besser erkennbar
- Don't Cares sowohl in DNF als auch KNF

- Beispiel für vier Eingänge

A	B	C	D	Y	Minterm
0	0	0	0	1	$m_0 = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}$
0	0	0	1	0	$m_1 = \bar{A}\bar{B}\bar{C}D$
0	0	1	0	1	$m_2 = \bar{A}\bar{B}C\bar{D}$
0	0	1	1	0	$m_3 = \bar{A}\bar{B}CD$
0	1	0	0	0	$m_4 = \bar{A}B\bar{C}\bar{D}$
0	1	0	1	1	$m_5 = \bar{A}B\bar{C}D$
0	1	1	0	0	$m_6 = \bar{A}BC\bar{D}$
0	1	1	1	0	$m_7 = \bar{A}BCD$
1	0	0	0	1	$m_8 = A\bar{B}\bar{C}\bar{D}$
1	0	0	1	0	$m_9 = A\bar{B}\bar{C}D$
1	0	1	0	1	$m_{10} = A\bar{B}C\bar{D}$
1	0	1	1	0	$m_{11} = A\bar{B}CD$
1	1	0	0	0	$m_{12} = AB\bar{C}\bar{D}$
1	1	0	1	1	$m_{13} = AB\bar{C}D$
1	1	1	0	0	$m_{14} = ABC\bar{D}$
1	1	1	1	0	$m_{15} = ABCD$

Y:		AB		A			
		00	01	11	10		
CD	00	0 1	4	12	8 1		
	01	1	5 1	13 1	9		
	11	3	7	15	11		
	10	2 1	6	14	10 1		

$Y = \bar{B}\bar{D} + B\bar{C}D$

- Minimierungsregeln

- Eintragen von Mintermen (Einsen aus Tabelle und "Don't cares" (*))
- Markieren von Implikanten
 - Bereiche dürfen nur 1 und * enthalten
 - nur Rechtecke mit 2^k Einträgen
 - Dürfen um Ränder herum reichen
 - Müssen so groß wie möglich sein (Primimplikanten)
- Ziel: Überdeckung aller Einsen mit möglichst wenigen Primimplikanten

Y:		AB		A			
		00	01	11	10		
CD	00	1			1		
	01		1		1		
	11	1	1				
	10	1	1		1		

$\bar{B}\bar{D}$

+

$\bar{A}C$

+

$\bar{A}BD$

+

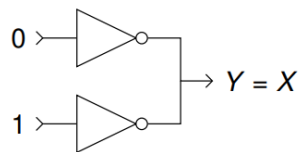
$A\bar{B}\bar{C}$

2.4 Minimierung von Ausdrücken

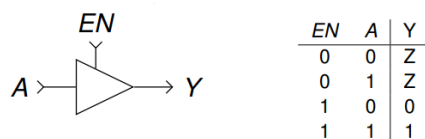
- **Ziel:** Minimiere Anzahl der zur Darstellung einer Funktion notwendigen Implikanten
- **Espresso-Heuristik**
 - Keywords:
 - .i: Anzahl n_i der Eingänge (erforderlich)
 - .o: Anzahl n_o der Ausgänge (erforderlich)
 - .p: Anzahl der Tabellenzeilen

2.5 Vierwertige Logik (0,1,X,Z)

- **Allgemein**
 - Unterscheidung von zwei weiteren Logikwerten neben 0 und 1
 - X mehrfach getrieben: fehlerhaft
 - Z ungetrieben/hochohmig: gezielt (high impedance)
 - Nicht mit "Don't care" verwechseln
- **X (mehrfach getrieben): Konkurrierende Ausgänge**
 - mehrere Treiber für den selben Schaltungsknoten
 - Konflikt, sobald Treiber in entgegengesetzte Richtung ziehen
 - Meist Entwurfsfehler (Doppelzuweisung in Verilog)

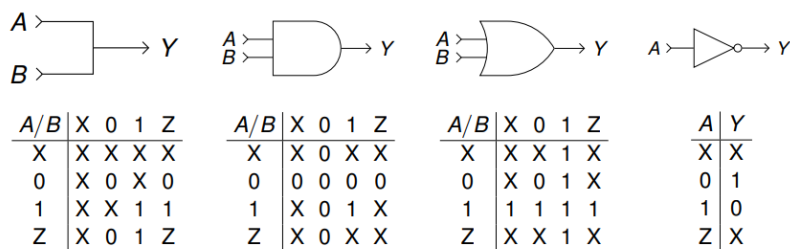


- **Z (ungetrieben/hochohmig): Tristate-Buffer**
 - Zusätzliches Enable-Signal EN für Buffer
 - EN = 1: Funktion wie normaler Buffer
 - EN = 0: Ausgang hochohmig $\rightarrow Z$



- Verwendung in Bussen zur Zuschaltung von nur einem Treiber zur selben Zeit

- **Mehrwertige Logik in Schaltnetzen**



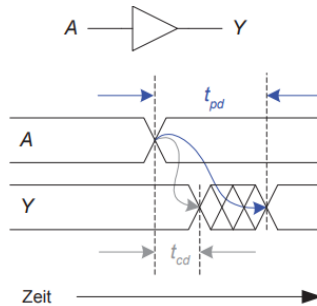
2.6 Zeitverhalten

- **Allgemein**

- reale Schaltungselemente benötigen Zeit um Änderung vom Eingang auf Ausgang zu übertragen
- Eingang kann Ausgang über verschiedene Pfade beeinflussen
- Führt zu Verzögerungen

- **Verzögerungen**

- Ausbreitungsverzögerung t_{pd} : Maximale Zeit vom Eingang zum Ausgang
- Kontaminationsverzögerung t_{cd} : Minimale Zeit vom Eingang zum Ausgang



- Kritischer Pfad: Längster Pfad durch Schaltung
- Kurzer Pfad: Kürzester Pfad durch Schaltung

- **Glitches**

- eine Änderung des Eingangs verursacht mehrere Änderungen des Ausgangs
- Können durch geeignete Entwurfsdisziplin entschärft werden
- Erkennen in Karnaugh-Diagrammen:
 - Nebeneinanderliegende Einsen, die nicht zwingend verbunden werden müssen→ Überdeckung der Stelle mit zusätzlichem Implikanten

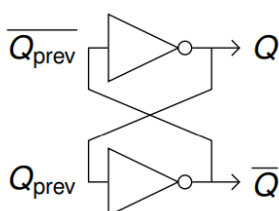
3 Sequentielle Schaltungen

3.1 Allgemein

- Ausgänge hängen von aktuellen und vorherigen Eingabewerten ab
- sequentielle Schaltungen speichern internen Zustand
 - realisiert durch Rückkopplungen von Ausgängen
- Zeitverhalten besser kontrollierbar als bei Kombinatorischen

3.2 Latches

- **Bistabile Grundsaltung**



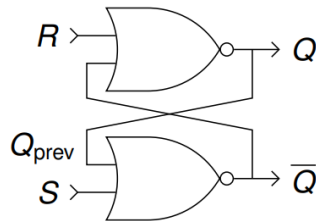
- Grundlage des Zustandsspeichers
- zwei Inverter mit Rückkopplung
- Speichert 1 Bit durch zwei stabile Zustände
- $Q = 0 \Rightarrow \bar{Q} = 1 \Rightarrow Q = 0$
- $Q = 1 \Rightarrow \bar{Q} = 0 \Rightarrow Q = 1$
- Keine Einflüsse auf gespeicherten Zustand

- **SR-Latch**

R	Q
S	\overline{Q}

- bistabile Grundsaltung mit NOR statt NOT
- NOR: Ausgang 0 wenn einer der Inputs 1 ist
- $\overline{S} \overline{R} \rightarrow$ Zustand halten (latch = verriegeln)
- $\overline{S} R \rightarrow$ Zustand 0 rücksetzen (reset R)
- $S \overline{R} \rightarrow$ Zustand auf 1 setzen (set S)
- $S R \rightarrow$ ungültiger Zustand ($Q = \overline{Q} = 0$)

S	R	Q_{prev}	Q	\overline{Q}
0	0	0	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	1	0	0

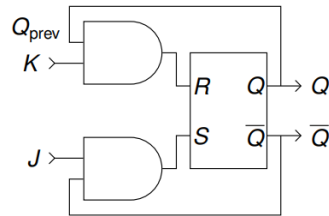


• JK-Latch

J	Q
K	\overline{Q}

- Ungültigen Zustand SR am SR-Latch verhindern
- $\overline{J} \overline{K} \rightarrow$ Zustand halten
- $\overline{J} K \rightarrow$ Zustand 0 rücksetzen, falls nötig
- $J \overline{K} \rightarrow$ Zustand auf 1 setzen, falls nötig
- $J K \rightarrow$ Zustand invertieren

J	K	Q_{prev}	S	R	Q	\overline{Q}
0	0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	0	1	0
0	1	0	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	1
1	0	0	1	0	1	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	0	1	0	1	0
1	1	1	0	1	0	1

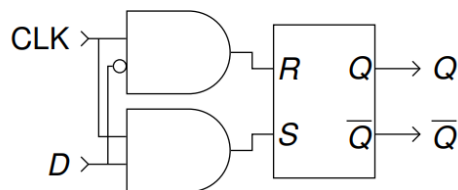


• D-Latch

	CLK	
D		Q
		\overline{Q}

- Daten-Latch mit Taktsignal (CLK) und Dateneingang (D)
- CLK = 1 \rightarrow Zustand auf D setzen (Latch transparent)
- CLK = 0 \rightarrow Zustand halten (Latch nicht transparent)
- ungültiger Zustand am SR-Latch wird vermieden
- Rückkopplung nur noch im SR-Latch

CLK	D	S	R	Q
0	0	0	0	Q_{prev}
0	1	0	0	Q_{prev}
1	0	0	1	0
1	1	1	0	1



• Probleme des D-Latch:

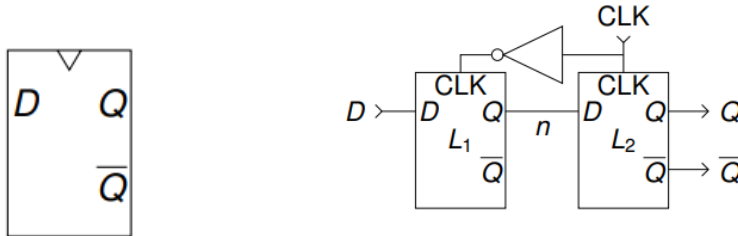
- D-Latch ist taktphasen-gesteuert (Hälfte der Zeit transparent, Hälfte der Zeit kombinatorisch)
- breites "Abtastfenster" sorgt für Unschärfe

- periodische Taktsignale symmetrisch (0-Phase und 1-Phase gleich lang)



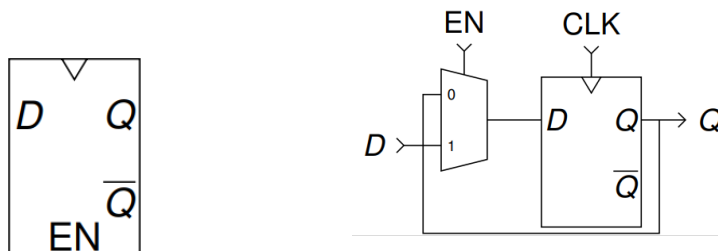
3.3 Flip-Flops

- D-Flip-Flop



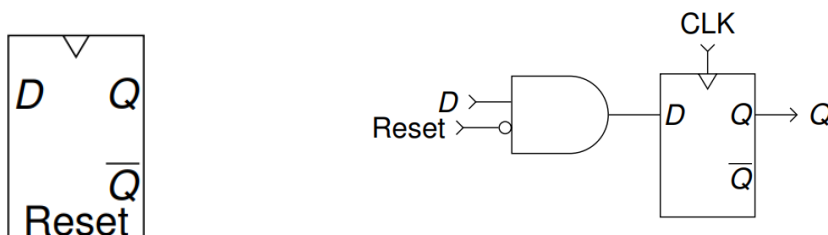
- Zwei D-Latches in Serie ($L_1 = \text{Master} \mid L_2 = \text{Slave} \mid \text{komplementäre Taktsignale}$)
- $\text{CLK} = 0$:
 - Master transparent $\rightarrow n = D$
 - Slave nicht transparent $\rightarrow Q$ unverändert
- $\text{CLK} = 1$:
 - Master nicht transparent $\rightarrow n$ unverändert
 - Slave transparent $\rightarrow Q = n$
- Taktflanken-gesteuert
 - genau bei steigender CLK Flanke wird $Q = D$
 - Übernahme des Wertes von D, der unmittelbar vor der Taktflanke anliegt

- Flip-Flops mit Taktfreigabe



- Freigabeeingang steuert, wann Daten gespeichert werden
- $EN = 1 \rightarrow D$ wird bei steigender CLK-Flanke gespeichert
- $EN = 0 \rightarrow Q$ bleibt auch bei steigender CLK-Flanke unverändert

- Zurücksetzbare Flip-Flops



- Reset setzt internen Zustand unabhängig von D auf 0
- synchron: nur zur steigenden Taktflanke wirksam
- asynchron: jederzeit (unabhängig von CLK)

3.4 Entwurf synchroner Schaltungen

- **Rückkopplungen durch Register aufbrechen**

- halten den Zustand der Schaltung
- ändern Zustand nur zur Taktflanke
→ gesamte Schaltung synchronisiert mit Taktflanke

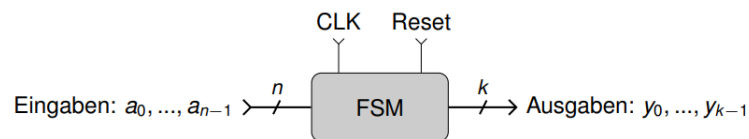
- **Regeln für Aufbau**

- jedes Schaltungselement ist entweder Register oder kombinatorische Schaltung
- mindestens ein Schaltungselement ist ein Register
- alle Register werden durch gleiches Taktsignal gesteuert
- jeder zyklische Pfad enthält mindestens ein Register
- z.B.: Anwendung in endlichen Zustandsautomaten

3.5 Endliche Automaten

- **Finite State Machines (FSM)**

- synchrone sequentielle Schaltungen mit:
 - n Eingabebits | k Ausgabebits
 - ein interner Zustand ($m \geq 1$ Bits) | Takt und Reset
- in jedem Takt (zur steigenden Flanke):
 - Reset aktiv → Zustand = Startzustand
 - Reset inaktiv → neuen Zustand/Ausgaben aus aktuellem Zustand/Eingaben



- **FSM als gerichtete Graphen**

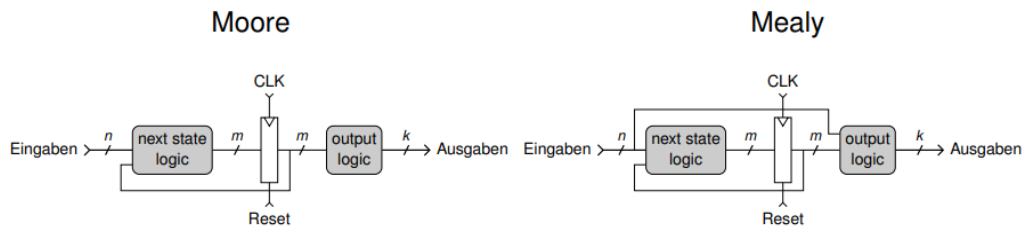
- Zustände (States) als Knoten (S_0, S_1)
- Zustandsübergänge (Transitions) als Kanten
 - keine Selbstschleifen
 - Pfade eindeutig
 - leere Bedingung entspricht 1
- genau eine Kante ohne Startpunkte für Reset
- Ausgaben
 - An Kanten (Mealy-Automat)
 - in Zuständen (Moore-Automat)
 - als boole'scher Ausdruck (Minterne)

- **Zustandsübergangs- und Ausgabetable**

- maschinenlesbare Darstellung
- kann Don't Cares verwenden
- aktueller Zustand S | nächster Zustand S'
- implizite Bedingungen (Selbstschleifen) beim Ableiten aus Diagrammen beachten

- **FSM als synchrone sequentielle Schaltung**

- Zustandsregister (Speichern von S , Übernahme von S')
- Zustandsübergangstabelle und Ausgangstabelle mithilfe von kombinatorischer Logik
→ binäre Kodierung der Zustände und Ein-/Ausgaben notwendig

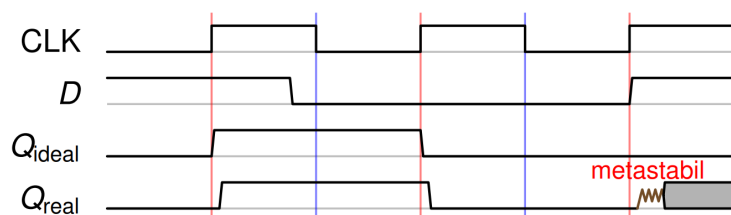


- **Zustandskodierung** $cs : S \rightarrow \mathbb{B}^m$
 - weist jedem Zustand einen m Bit breiten Wert zu
 - Freie Wahl, z.B. durchnummerieren $cs(S_k) = (s_{m-1} \dots s_0)$ mit $u_{2,m}(s_{m-1} \dots s_0) = k$
 - Effizienz der Kodierung abhängig von Anwendungsfall
 - Kodierung der Ein-/Ausgänge ist i.d.R. von der Anwendung vorgegeben
 - Beispiele für Kodierungen und Automaten auf Folien (Foliensatz 8 oder Übungen)
- **Entwurfsverfahren**
 - Definiere Ein- und Ausgänge
 - Wähle zwischen Moore- und Mealy-Automat
 - Zeichne Zustandsdiagramm
 - Kodiere Zustände (und ggf. Eingänge-/Ausgänge)
 - Stelle Zustandsübergangstabelle und Ausgabetabelle auf
 - Stelle boole'sche Gleichungen für Zustandsübergangs und Ausgangslogik mit Don't Cares auf
 - Entwerfe Schaltplan: Gatter + Register
- **Mealy vs Moore**
 - muss von Fall zu Fall neu bewertet werden
 - Moore besser, wenn Ausgaben statisch
 - Mealy besser, wenn Ausgaben kurzfristige Aktionen auslösen
 - Mealy reagiert schneller auf Änderungen der Eingabe
 - Beispiele zur Verdeutlichung auf den Folien
- **Zerlegung von Zustandsautomaten**
 - Aufteilen komplexer FSMs in einfachere interagierende FSMs
 - zerlegte FSMs kommunizieren untereinander
 - Ampelbeispiel auf Folien

3.6 Zeitverhalten

• Zentrale Fragestellungen

- Flip-Flop übernimmt D zur steigenden Taktflanke
- Was passiert bei zeitgleicher Änderung von D und CLK?
- Was heißt unmittelbar vor der Taktflanke?
- Wie schnell wird neuer Zustand am Ausgang sichtbar?
- Was muss beachtet werden?

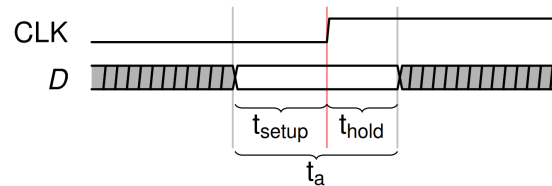


- **Metastabilität**

- zeitlich begrenzter und undefinierter Zustand
- geht nach zufälliger Verzögerung in einen stabilen Zustand über

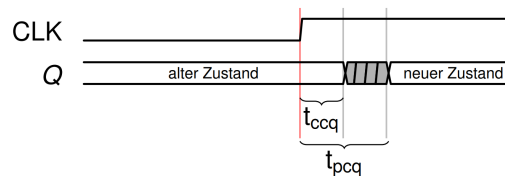
- **Zeitanforderungen an DFF Eingangssignal**

- Dateneingang D muss vor und nach dem Abtasten stabil sein
→ Vermeidung von Metastabilität
- t_{setup} : Zeitintervall vor Taktflanke, in dem D stabil sein muss
- t_{hold} : Zeitintervall nach Taktflanke, in dem D stabil sein muss
- t_a : Abtastzeitfenster : $t_{setup} + t_{hold}$ ("aperture time")

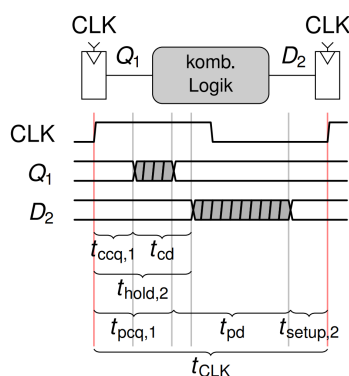


- **Zeitcharakteristik des DFF Ausgangssignals**

- Verzögerung des Registerausgangs relativ zur steigenden Taktflanke
- Kontaminationsverzögerung (t_{ccq}): kürzeste Zeit bis Q umschaltet
("contamination delay clock-to-Q")
- Laufzeitverzögerung (t_{pcq}): längste Zeit bis Q sich stabilisiert
("propagation delay clock-to-Q")



- **Dynamische Entwurfsdisziplin**



- D_2 abhängig von Verzögerungen des ersten Registers + Gatter
- Timing Bedingungen des zweiten Registers müssen erfüllt sein:

$$\rightarrow t_{ccq,1} + t_{cd} \geq t_{hold,2}$$

$$\rightarrow t_{pcq,1} + t_{pd} + t_{setup,2} \leq t_{CLK}$$

- Maximale Taktrate wird durch kritischen Pfad bestimmt

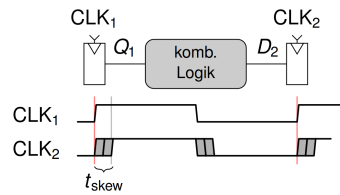
$$\rightarrow f_{CLK} = \frac{1}{t_{CLK}} \leq \frac{1}{t_{pcq} + t_{pd} + t_{setup}}$$

- Falls Hold-Bedingung verletzt:

→ Einfügen von Buffern auf kürzestem Pfad

- **Taktverschiebung**

- Takt kommt nicht bei allen Registern gleichzeitig an (Chip-Unterschiede,..)
- t_{skew} ist maximale Differenz der Taktankunftszeit zwischen zwei Registern

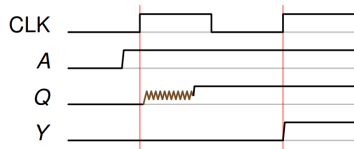


- **Timing-Bedingungen mit Takt-Verschiebung**

- Bedingungen müssen auch im Worst-Case eingehalten werden
 - $t_{ccq,1} + t_{cd} \geq t_{hold,2} + t_{skew}$
 - $t_{pcq,1} + t_{pd} + t_{setup,2} + t_{skew} \leq t_{CLK}$
- Timing wird dadurch meist enger

- **Verletzung der dynamischen Entwurfsdisziplin**

- asynchrone Eingänge
 - ⇒ Eventuelle Nichteinhaltung der Timing-Bedingungen
- Schieberegister für Synchronisation
- erstes Flip-Flop kann metastabil werden
- kippt i.d.R. vor nächster Taktflanke in stabilen Zustand
- ⇒ zweites Flip-Flop wird nicht metastabil



3.7 Parallelität

- **Arten der Parallelität**

- räumliche Parallelität:
 - mehrere Aufgaben durch vervielfachte Hardware gleichzeitig bearbeiten
- zeitliche Parallelität:
 - Aufgaben in mehrere Unteraufgaben aufteilen
 - Unteraufgaben parallel ausführen

- **Begriffe**

- Datensatz: Vektor aus Eingabewerten → Vektor aus Ausgabewerten
- Latenz: Zeit von Eingabe des Datensatzes bis zur Ausgabe des Ergebnisses
- Durchsatz: Anzahl von Durchsätzen pro Zeiteinheit
 - Parallelität erhöht Durchsatz

- **Pipelining**

- Pipelinestufen sollten möglichst lang sein
 - längste Stufe bestimmt maximale Taktfrequenz f_{CLK}
 - Latenz = Pipelinestufen * Taktfrequenz
- mehr Pipelinestufen:
 - höherer Durchsatz, da höhere Taktfrequenz
 - aber auch höhere Latenz
 - lohnt sich nur bei vielen Datensätzen

4 Hardware-Beschreibungssprachen

4.1 Allgemein

- **Notwendigkeit und Anwendung**
 - verständliche und einheitliche Beschreibungssprache
 - Benötigt, um steigende Komplexität zu beherrschen
 - Aktuelle Tendenz zu höheren Abstraktionsleveln bei der Entwicklung
- **Von HDL zu Logikgattern**
 - *Simulation* des Verhaltens der beschriebenen Schaltung (Fehlersuche einfacher als in realer Schaltung)
 - *Synthese* übersetzt Hardware-Beschreibungen in Netzliste
 - *Netzliste* beschreibt die Schaltungselemente und Verbindungsknoten

4.2 Kombinatorische Logik (Einführung)

- **SystemVerilog Module**
 - Modul beschreibt, wie eine Aufgabe durchgeführt wird
 - Schnittstellenbeschreibung mithilfe von Eingängen, Ausgängen und Parameter
 - zwei Arten der Beschreibung
 - Struktur (Wie ist die Schaltung aus Modulen aufgebaut?)
 - Verhalten (Was tut die Schaltung?)
- **Modulbeschreibung**
 - Befehle auf Hilfsblatt
 - \sim NOT & AND | OR
- **Syntax**
 - Case-Sensitive
 - Bezeichner dürfen nicht mit Ziffern anfangen
 - Anzahl von blank space irrelevant
 - Kommentare wie in Java (`//` und `/*...*/`)

4.3 Modulhierarchie

- **Modulinstanziierung: (innerhalb eines anderen Moduls)**

```
1  module and3 (input logic a, b, c, output logic y);
2      assign y = a & b & c;
3  endmodule

1  module inv (input logic a, output logic y);
2      assign y = ~a;
3  endmodule

1  module nand3 (input logic d, e, f, output logic w);
2      logic s;           //Internes Signal zur Verbindung
3      and3 andgate(d, e, f, s);    //Instanz von and3 namens andgate
4      inv inverter(s, w);
5  endmodule
```

- **Portzuweisung nach Position oder Namen**

```

1  module nand3_named (input logic d, e, f, output logic w);
2      logic s;
3      and3 andgate(.a(d), .b(e), .c(f), .y(s));
4      inv inverter(.a(s), .y(w));
5  endmodule

```

- 10-100 Ports pro Modul nicht unüblich
→ absolute Portzuweisung per Namen übersichtlicher

- **Bitweise Verknüpfungsoperatoren**

```

1  module gates (input logic [3:0] a, b,
2      output logic [3:0] y1, y2, y3, y4, y5);
3      assign y1 = a & b; // AND
4      assign y2 = a | b; // OR
5      assign y3 = a ^ b; // XOR
6      assign y4 = ~(a & b); // NAND
7      assign y5 = ~(a | b); // NOR
8  endmodule

```

3:0 → Bitbreite = 4

- **Reduktionsoperationen(unär)**

```

1  module and8 (input logic [7:0] a, output logic y);
2      assign y = &a; // assign y = a[7] & a[6] & ... & a[0];
3  endmodule

```

- Weitere Operationen: | (OR) ^ (XOR) ~| (NOR) ~& (NAND) ~^ (XNOR)

- **Bedingte Zuweisung**

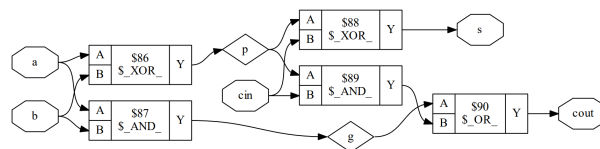
- $y = s ? d1 : d0;$
- Falls $s = 1$, dann $y = d1$, sonst $y = d0$

- **Interne Verbindungsknoten**

```

1  module fulladder (input logic a, b, cin, output logic s, count);
2      logic p, g; //interne Verbindungsknoten
3      assign p = a ^ b;
4      assign g = a & b;
5      assign s = p ^ cin;
6      assign cout = g | (g & cin);
7  endmodule

```



- **Syntax für numerische Literale**

- $\langle N \rangle' \langle B \rangle \langle \text{wert} \rangle$
- Bitbreite N, Basis B (d,b,o,h) (default: 32'd)
- Unterstriche als optische Trenner möglich
- Beispiele:
 - $8'b11 \Rightarrow 0000\ 0011$
 - $3'd6 \Rightarrow 110$
 - $42 \Rightarrow 0000...0101010$

- **Konkatenation**

```

1  module concat (input logic [2:0] a, b, output logic [11:0] y);
2      assign y = {a[2:1], {3{b[0]}}, a[0], 6'b100010};
3      // y = a[2] a[1] b[0] b[0] b[0] a[0] 1 0 0 0 1 0;
4  endmodule

```

- **Hochohmiger Ausgang Z**

- Z darf nur an Ausgängen verwendet werden
- für interne Signale aber simulierbar

- **Verzögerung: #Zeiteinheiten**

- Festlegen der Verzögerung vor Modul:
→ 'timescale 1ns / 10 ps (Zeiteinheit / Präzision für Rundung)
- nach assign #n für Verzögerung um n Zeiteinheiten

4.4 Datentypen

- **Auswahl wichtiger Datentypen**

- bit = 1'b0, 1'b1 (zweiwertige Logik)
- logic = 1'b0, 1'b1, 1'bx, 1'by (vierwertige Logik)
- int = -2**31,...,2**31-1 = bit signed [31:0]
- integer = -2**31,...,2**31-1 = logic signed [31:0]
- enum = Aufzählung symbolischer Werte
- Vektoren und Arrays

- **Vektoren und Arrays**

- Allgemein:

```

1  // Deklaration
2  logic [7:0] bitVector = 8'hAB; // 8 Bit Vektor, jedes Element 8'hAB [MSB:LSB]
3  logic bitArray [0:7] // 8 Bit Array [first:last]
4
5
6  // Zugriffe / Modifikationen
7  initial begin
8      #1 bitVector = 8'hCD; // alle Vektorenbits ueberschreiben
9      #1 bitVector[5] = 1'b1; // Vektorbits einzeln ueberschreiben
10     #1 bitVector[3:0] = 4'hF; // Vektorbereich ueberschreiben
11
12     // Array-Zugriff nur elementweise moeglich
13     for (int i = 0; i < $size(bitArray); i++) #1 bitArray[i] = bitVector[i];
14 end

```

- Operationen auf Vektoren

```

1
2  module vecop (input logic [3:0] A, input logic [3:0] B,
3      output logic U, V, output logic [3:0] W,
4      output logic [1:0] X, output logic [5:0] Y,
5      output logic [7:0] Z);
6
7      // Reduktion
8      assign U = & A;    // U = A[0] & A[1] & A[2] & A[3]
9
10     // logische Verknuepfung
11     assign V = A && B    // V = (A[0] | A[1] | ...) & (B[0] | B[1] | ...)
12
13     // bitweise Verknuepfung
14     assign W = A & B    // W[0] = (A[0] & B[0]) , ...
15
16     // Konkatination
17     assign {X,Y} = {A,B}; // X = A[3:2], Y[5:4] = A[1:0], Y[3:0] = B
18
19     // (unsigned) Arithmetik
20     assign Z = A * B;

```

- Einschränkungen auf Arrays
 - nicht als Ports verwendbar
 - nicht mit assign verwendbar (kein Part Select (nur einzelne Elemente), keine Zuweisung ganzer Arrays)
 - keine Reduktion/Konkatination
 - keine bitweisen/logischen/arithmetischen Operationen
- Speicher als Vektor Arrays

```

1  // Breite Tiefe
2  logic [3:0] mem [0:15]; // 16 Worte zu je 4 Bit
3
4  initial begin
5      for (int i = 0; i < $size(mem); i++) #1 mem[i] = i;
6
7      // Zugriff auf Bits in Vektor-Array
8      mem[0][3] = ~mem[0][3];
9  end

```

4.5 Modellierung kombinatorischer Schaltungen

- assign Statement

```

1  module example (input logic a, b, c, output logic y);
2      assign y = ~a & ~b & ~c | a & ~b & ~c | a & ~b & c;
3  endmodule

```

- auch continuous assignment genannt
- Linke Seite (LHS, left hand side): Variable oder Port
- Rechte Seite (RHS, right hand side): logischer Ausdruck
- Zuweisung, wenn sich der Wert von RHS ändert

- always-comb Block

- always_comb <instruction>
 - zum Zeitpunkt 0, nachdem alle initial und always Blöcke gestartet sind
 - wenn sich der Wert von RHS ändert
- LHS Variablen dürfen nicht von anderen Blöcken geschrieben werden

- Fallunterscheidungen (case)

```

1  module sevenseg (input logic [3:0] A, output logic [6:0] S);
2      always_comb case (A)
3          0: S = 7'b011_1111;
4          1: S = 7'b000_0110;
5          ...
6          default: S = 7'b000_0000;
7      endcase
8  endmodule

```

- case darf nur in always/always_comb Blöcken verwendet werden
- Alle Eingabeoptionen abdecken (explizit oder über default)

- Fallunterscheidungen (casez)

```

1  module priority_encoder (input logic [3:0] A, output logic [3:0] Y);
2      always_comb casez(A) //casez erlaubt Don't cares als ?
3          4'b1???: Y = 4'b1000;
4          4'b01???: Y = 4'b0100;
5          4'b001?: Y = 4'b0010;
6          4'b0001: Y = 4'b0001;
7          default: Y = 4'b0000;
8      endcase
9  endmodule

```

- Eigenschaften von assign und always_comb

- werden immer ausgeführt, wenn sich ein Signal auf der rechten Seite ändert
→ Eigenes Sprachkonstrukt für sequentielle Logik aufgrund interner Zustände
- Reihenfolge im Quellcode nicht relevant
→ Blockierende Signalzuweisungen (a = b) innerhalb von Blöcken (begin/end) seriell ausgeführt

4.6 Modellierung sequentieller Schaltungen

- Grundkonzept von always-Blöcken

- führt eine Instruktion als Endlosschleife aus
- durch Klammerung (begin...end) werden Instruktionen zusammengefasst
- alle always-Blöcke werden parallel ausgeführt
- ohne explizite Verzögerungsangaben (#n) wird die simulierte Zeit durch Ausführung nicht erhöht

```

1  logic a;
2  always begin
3      a = 1;
4      #1;
5      a = 0;
6      #2;
7  end
8
9  logic b = 0;
10 always #0.5 b = !b;

```


- **Interpretation von Verzögerungszeiten**

- 'timescale <base> / <precision> (vor Modul spezifiziert)
- <base> wird mit angegebenem <tval> multipliziert
- Auch arithmetische Ausdrücke für <tval>

```

1  'timescale 1 ns / 10 ps
2
3  module delay;
4      logic c = 0;
5      always #(1/3.0) c = !c; // 0.33ns
6
7      logic [3:0] d = 0;
8      always #(d + 1) d = d + 1;
9  endmodule

```

- **Warten auf Ereignisse**

- @ <expr> wartet auf Änderung von kombinatorischen Ausdruck <expr>
- @ (posedge <expr>) wartet auf steigende Flanke von <expr> (0 → 1, 0 → x,..)
- @ (negedge <expr>) wartet auf fallende Flanke von <expr> (1 → 0, 1 → x,..)
- @ (<event1> or <event2>) wartet auf das Eintreten eines der aufgelisteten Ereignisse
 - or kann auch durch , ersetzt werden
 - wird auch als Sensitivitätsliste bezeichnet
- @* wartet auf Änderung eines der im always Block gelesenen Signale
- Warte-Statements können an beliebiger Stelle im always Block stehen

- **Zuweisungssequenzen in always-Blöcken**

- blockierende Zuweisungen: <signal> = <expr>;
 - <expr> wird ausgewertet und an <signal> überweisen, bevor nächste Zuweisung behandelt wird
 - blockierende Zuweisungen werden sequentiell behandelt
- Nicht-blockierende Zuweisungen: <signal> <= <expr>;
 - <expr> wird zwar ausgewertet, aber noch nicht an <signal> überwiesen
 - Zuweisung an <signal> erfolgt erst bei Fortschreiten der Systemzeit (# oder @)
 - nicht-blockierende Zuweisungen werden parallel bearbeitet

- **Einmalige und kombinatorische Ausführung**

- initial <instruction>
 - entspricht always begin <instruction> @(0); end
 - für Initialisierung in der Simulation verwenden
- always_comb <instruction>
 - verbessert always @* <instruction>
 - einmalige Ausführung zu Beginn der Simulation, auch ohne Änderung der Eingabesignale
 - für komplexe, kombinatorische Logik (for, if/else, case, casez) verwenden

• Modellierung von Speicherelementen

• D-Latch

```
1  module latch (input logic CLK, D, output logic Q);
2      always_latch if (CLK) Q <= D;
3  endmodule
```

- always_latch <instruction>
 - für Schaltungen mit Latches
 - entspricht always_comb <instruction>
 - Latches werden kaum benutzt, entstehen meist durch Fehler

• D-Flip-Flop

```
1  module dff (input logic CLK, D, output logic Q);
2      always_ff @(posedge CLK) Q <= D;
3  endmodule
```

- always_ff <instruction>
 - für Schaltungen mit Flip-Flops
 - entspricht always <instruction>
 - vergleichbare Verbesserungen wie bei always_comb

• Asynchron rücksetzbarer D-Flip-Flop

```
1  module dffar (input logic CLK, RST, D, output logic Q);
2      always_ff @(posedge CLK, posedge RST)
3          if (RST) Q <= 0;
4          else Q <= D;
5  endmodule
```

• Synchron rücksetzbarer D-Flip-Flop

```
1  module dffr (input logic CLK, RST, D, output logic Q);
2      always_ff @(posedge CLK)
3          if (RST) Q <= 0;
4          else Q <= D;
5  endmodule
```

• D-Flip-Flop mit Taktfreigabe

```
1  module dffe (input logic CLK, RST, EN, D, output logic Q);
2      always_ff @(posedge CLK)
3          if (RST) Q <= D;
4          else if (EN) Q <= D;
5  endmodule
```

• Allgemeine Regeln für Signalzuweisungen (synchrone sequentielle Schaltungen)

- interne Zustände
 - innerhalb von always_ff @(posedge CLK)
 - mit nicht-blockierenden Zuweisungen (<=)
 - möglichst ein/wenige Zustände pro always_ff Block
- einfache kombinatorische Logik durch nebenläufige Zuweisungen (assign)
- komplexere kombinatorische Logik
 - innerhalb von always_comb
 - mit blockierenden Zuweisungen (=)
- ein Signal darf NICHT
 - von mehreren nebenläufigen Prozessen (assign/always) beschrieben werden
 - innerhalb eines always-Blocks mit block. & nicht-block. Zuweisungen beschrieben werden

4.7 Parametrisierte Module

- Parametrisierte Module

- Definieren von Parametern durch Modulschnittstelle
- parametrisierte Eigenschaften werden bei Instanziierung durch konkrete Werte ersetzt
- Vergleichbar mit Java-Generics
- Typische Parameter: Port-Breite, Speichertiefe, Anzahl der Submodule,..

```
1    module register #(parameter WIDTH = 8, parameter DEPTH = 32) (input logic ...)
```

4.8 Testrahmen

- Testumgebungen (testbenches)

- HDL-Programm zum Testen eines HDL-Moduls
- getestetes Modul (Device under test DUT, Unit under test UUT)
- Arten von Testrahmen:
 - einfach: Testdaten an UUT anlegen und Ausgaben anzeigen
 - selbstprüfend: Ausgaben zusätzlich auf Korrektheit prüfen
 - selbstprüfend mit Testvektoren: variable Testdaten (z.B. aus Datei)

- Einfacher Testrahmen

```
1    module simple_tb;
2        logic a, b, c, y;
3        simple uut(a, b, c, y);
4
5        initial begin
6            //dump changes of all variables to this file
7            $dumpfile("simple_tb.vcd");
8            $dumpvars;
9
10           a = 0; b = 0; c = 0; #10;
11           c = 1; #10;
12           b = 1; c = 0; #10;
13           c = 1; #10;
14
15           $display("FINISHED simple_tb"); // Textausgabe
16           $finish;           // beendet Simulation
17       end
18   endmodule
```

- Selbstprüfender Testrahmen

```
1    module simple_tb2;
2        logic a, b, c, y;
3        simple uut(a, b, c, y);
4
5        initial begin
6            //dump changes of all variables to this file
7            $dumpfile("simple_tb2.vcd");
8            $dumpvars;
9
10           a = 0; b = 0; c = 0; #10; assert (y == 1) else $error("000 failed.");
11           c = 1; #10; assert (y == 0) else $error("001 failed.");
12           b = 1; c = 0; #10; assert (y == 0) else $error("010 failed.");
13           c = 1; #10; assert (y == 0) else $error("011 failed.");
14
15           $display("FINISHED simple_tb"); // Textausgabe
16           $finish;           // beendet Simulation
17       end
18   endmodule
```

- **Vorhergehensweise**

- Modul ohne Ports
- Stimuli erzeugen (Takt, Reset, Eingabedaten)
- "unit under test" instanziiieren
- Ausgabedaten und Timing spezifizieren (erschöpfend/zufällig, Grenzfälle bedenken)
- wird nicht synthetisiert

- **Ausgabe von Statusmeldungen**

- \$display(<format>, <values>*);
- Platzhalter:
 - %d %b %h für dezimal, binär und hexadezimal
 - %m für Modulname
 - %t für Zeit (mit Einheit)
- \$timeformat(-9, 1, "ns", 8); zum Erstellen des Zeitformats
 - Skalierung auf 10^{-9} | Eine Nachkommastelle
 - "ns" als Einheiten-Suffix | 8 anzuzeigende Zeichen

- **Auslesen der Simulationszeit**

- \$time: aktuelle Systemzeit als ganze Zahl (int)
- \$realtime: aktuelle Systemzeit als rationale Zahl (real)
- Zeitspanne zwischen zwei Signalfanken bestimmen:

```

1  'timescale 1 ns / 10 ps
2  module deltat;
3      logic a = 0; always #3 a <= ~a;
4      logic b = 0; always #2 b <= ~b;
5
6      real aEvent; always @a aEvent <= $realtime;
7      real delay; always @b delay <= $realtime - aEvent;
8  endmodule

```

4.9 Modellierung endlicher Automaten

- **Grundidee für FSM-Modellierung**

- Logikvektor oder enum für Zustände
- rücksetzbare Flip-Flops als Zustandsspeicher
- kombinatorische next-state Logik durch case in always_comb Block
- kombinatorische Ausgabe-Logik durch nebenläufige Zuweisungen

- **Moore Automat für 1101 Mustererkennung**

```

1  module moore (input logic CLK, RST, A, output logic Y);
2      typedef enum logic [2:0] {S0, S1, S2, S3, S4} statetype;
3      statetype state, nextstate;
4      always_ff @(posedge CLK) state <= RST ? S0 : nextstate;
5
6      // next state logic
7      always_comb case (state)
8          S0: nextstate = A ? S1 : S0;
9          S1: nextstate = A ? S2 : S0;
10         S2: nextstate = A ? S2 : S3;
11         S3: nextstate = A ? S4 : S0;
12         S4: nextstate = A ? S2 : S0;
13         default: nextstate = S0;
14     endcase
15
16     //output logic
17     assign Y = (state == S4);
18 endmodule

```

- Mealy Automat für 1101 Mustererkennung

```

1  module moore (input logic CLK, RST, A, output logic Y);
2      typedef enum logic [1:0] {S0, S1, S2, S3} statetype;
3      statetype state, nextstate;
4      always_ff @(posedge CLK) state <= RST ? S0 : nextstate;
5
6      // next state logic
7      always_comb case (state)
8          S0: nextstate = A ? S1 : S0;
9          S1: nextstate = A ? S2 : S0;
10         S2: nextstate = A ? S2 : S3;
11         S3: nextstate = A ? S1 : S0;
12         default: nextstate = S0;
13     endcase
14
15     //output logic
16     assign Y = (state == S3 && A);
17 endmodule

```

- Simulation vs Synthese

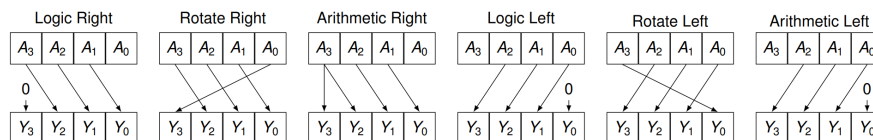
- alle SystemVerilog Konstrukte sind grundsätzlich simulierbar
- nicht synthetisierbar sind (mit realer Hardware umsetzbar)
 - Signalinitialisierung bei der Deklaration
 - initial Blöcke
 - explizite Verzögerungen
 - die meisten Funktionen (\$time, \$display,..)

5 Grundelemente digitaler Schaltungen

5.1 Arithmetische Schaltungen

- Shifter

- A um B Stellen nach links/rechts verschieben
- Strategien zum Auffüllen der freien Stellen ($B = 1$):
 - logischer Rechts-/ Linksshift: Auffüllen mit Nullen
 - umlaufender Rechts-/Linksshift: Auffüllen mit herausfallenden Bits (Rotation)
 - arithmetischer Rechtsshift: Auffüllen mit MSB (Division durch 2^B)
 - arithmetischer Linksshift: Auffüllen mit Nullen (Multiplikation mit 2^B)



• Arithmetische Shifter als Multiplizierer und Dividierer

- Arithmetischer Linkshift um n Stellen multipliziert den Zahlenwert um 2^n

$$\rightarrow 00001_2 \lll 3 = 01000_2 = 1 * 2^3 = 8$$

$$\rightarrow 11101_2 \lll 2 = 10100_2 = -3 * 2^2 = -12$$

\Rightarrow Multiplikation mit Konstanten kann zusammengesetzt werden

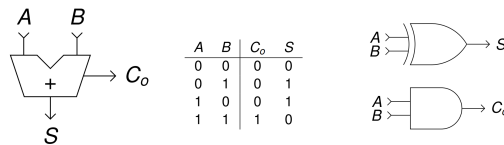
$$\rightarrow a * 6 = a * 110_2 = (a \lll 2) + (a \lll 1)$$

- Arithmetischer Rechtshift um n Stellen dividiert den Zahlenwert um 2^n

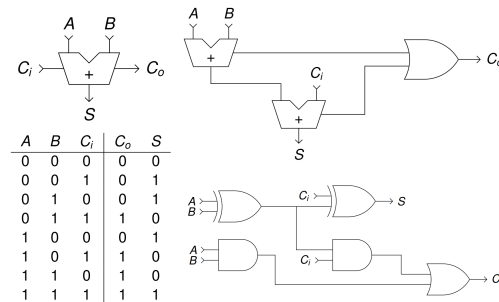
$$\rightarrow 010000_2 \ggg 4 = 000001_2 = \frac{16}{2^4} = 1$$

$$\rightarrow 100000_2 \ggg 2 = 111000_2 = \frac{-32}{2^2} = -8$$

• Halbaddierer



• Volladdierer

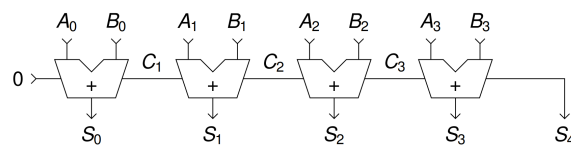


• Ripple-Carry-Adder (RCA)

- Überträge werden über Kette von 1 Bit Volladdierern vom LSB zum MSB weitergegeben

\Rightarrow langer kritischer Pfad

\Rightarrow schnelle Addierer müssen Übertragskette aufbrechen

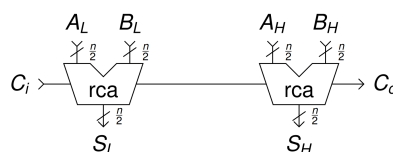


• Rekursiver Aufbau:

\rightarrow Aufteilen in unteres (**L**) und oberes Halbwort (**H**)

\rightarrow zweiter Addierer wartet auf Übertrag aus erstem Addierer

\rightarrow Bearbeiten beider Teilwörter gleichzeitig für schnellen Addierer

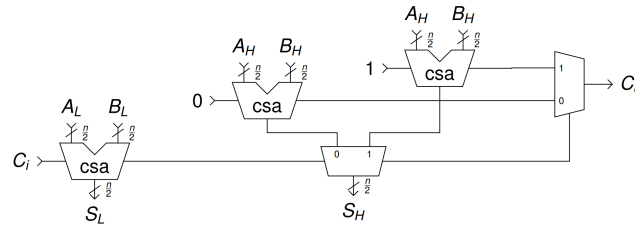


• Conditional Sum Adder (CSA)

- Übertrag vom unteren in oberes Halbwort kann nur 0 oder 1 sein
- Berechnung des oberen Halbwords für beide Optionen

⇒ Auswahl des richtigen Ergebnisses sobald Übertrag bekannt ist

⇒ Kritischer Pfad nur noch halber CSA + MUX



• Carry Lookahead Adder (CLA)

• Motivation

- für $A_i B_i$ ist $C_i = 1$ unabhängig von C_{i-1}
→ Spalte i generiert Übertrag (generate)
- für $A_i + B_i = 1$ ist $C_i = 1$ wenn $C_{i-1} = 1$
→ Spalte i leitet Übertrag weiter (propagate)
- für $A_i + B_i = 0$ ist $C_i = 0$ unabhängig von C_{i-1}
→ Spalte i leitet Übertrag nicht weiter

• Generate und Propagate pro Spalte

- Generate-Flag Spalte i: $G_i = A_i B_i$
- Propagate-Flag Spalte i: $P_i = A_i + B_i$

⇒ Übertrag aus Spalte i: $C_i = G_i + P_i C_{i-1}$

- Bei naiver Verwendung kein Vorteil gegenüber Volladdierer (selber kritischer Pfad)

• Generate und Propagate über mehrere Spalten

- Kombinierung über mehrere Spalten (hier für $k = 4$)
- k -Spalten propagiert Übertrag, wenn jede Spalte propagiert
→ $P_{3:0} = P_3 P_2 P_1 P_0$
- k -Spaltenblock generiert Übertrag, wenn eine Spalte generiert und alle anderen propagieren
→ $G_{3:0} = G_3 + P_3 G_2 + P_3 P_2 G_1 + P_3 P_2 P_1 G_0$
- Übertrag überspringt k -Spalten auf einmal:

$$C_n = G_{n:n-k+1} + C_{n-k} * P_n : n - k + 1$$

$$= (G_n + P_n(G_{n-1} + \dots + (P_{n-k+2} G_{n-k+1}))) + C_{n-k} * \prod_{i=n-k+1}^n P_i$$

• Kritischer Pfad

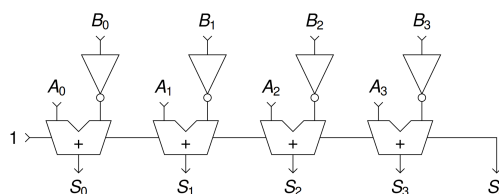
- Propagate und Generate Signale können in allen Blöcken gleichzeitig berechnet werden
- für große Bitbreiten N dominiert $\frac{N}{k} * (t_{pd,AND} + t_{pd,OR})$
→ Blöcke möglichst groß wählen (ressourcenlastiger)
- CLA bereits ab $N = 8\text{Bit}$ schneller als RCA

• Subtrahierer

- kann mit Addition und Negation realisiert werden

→ $A - B = A + (-B)$

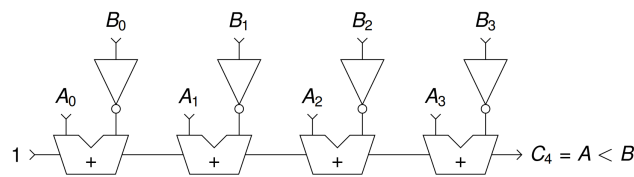
→ RCA mit NOT-Gatter an B Eingängen und $C_0 = 1$



- Vergleich kleiner als

- kann mit Subtraktion realisiert werden

$$\rightarrow A < B \Leftrightarrow A - B < 0$$

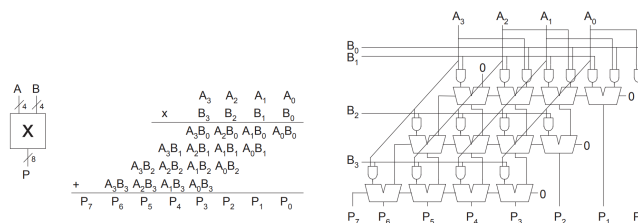


- Gleichheit

- Bitweise ($A_0 \& B_0, A_1 \& B_1, \dots$) erst XNOR (Gleichheit, 1 falls alle Inputs gleich) danach nur ANDs

- Multiplizierer

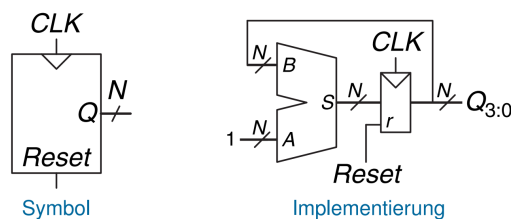
- Produkt von n und m Bit breiten Faktoren ist $n + m$ Bit breit
- Teilprodukte aus einzelnen Ziffern des Multiplikators mit dem Multiplikanden
- Addieren der verschiedenen Teilprodukte
- Kombinatorische 4x4 Multiplikation:



5.2 Sequentielle Grundelemente

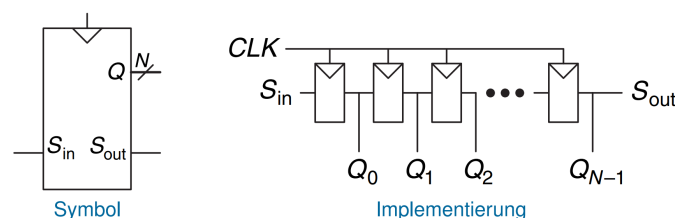
- Zähler

- Erhöht sich bei jeder steigenden Taktflanke
- Dient zum Durchlaufen von Zahlen (000,001,..)



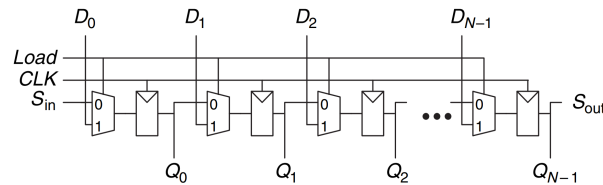
- Schieberegister

- Bei jeder steigenden Taktflanke \rightarrow Weiterschieben des Inhalts um einen Flip-Flop
 - FIFO-Prinzip (First In, First Out)
 - Neues Bit S_{in} wird eingelesen
 - Letztes Bit S_{out} wird nach außen geschoben verschoben/verworfen
- Seriell-Parallel-Wandler:
 - \rightarrow Wandelt den seriellen Eingang (S_{in}) in den parallelen Ausgang ($Q_{0:N-1}$) um



- **Schieberegister mit parallelem Laden**

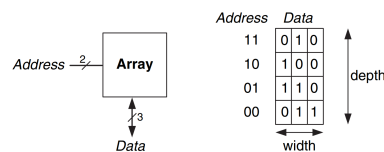
- Für $Load = 1$: normales N -Bit Register
- Für $Load = 0$: Schieberegister
- Kann dadurch als Seriell-Parallel-Wandler (S_{in} zu $Q_{0:N-1}$, $Load = 0$) oder
- als Parallel-Seriell-Wandler ($D_{0:N-1}$ zu S_{out} , $Load = 1$) fungieren



5.3 Speicherfelder

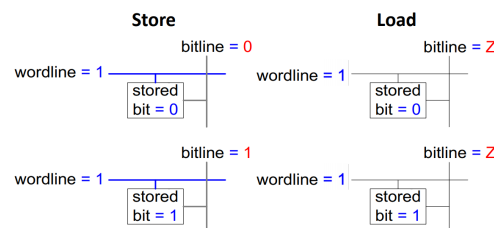
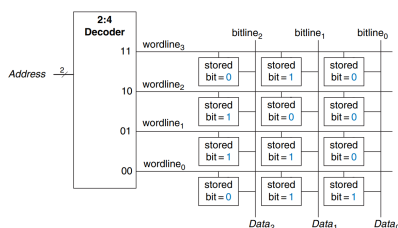
- **Speicherfeld**

- 2-dimensionales Array von Bitzellen
- Jede Bitzelle speichert ein Bit
- N Adressbits und M Datenbits
 - 2^N Zeilen und M Spalten
 - Tiefe: Anzahl der Zeilen (Wörter)
 - Breite: Anzahl der Spalten (Wortbreite)
 - Größe: Tiefe x Breite = $2^N \times M$



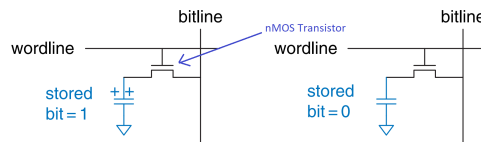
- **Wordline:**

- Vergleichbar zu ENABLE Signal
- Einzelne Zeile wird gelesen/geschrieben
- Entspricht eindeutiger Adresse

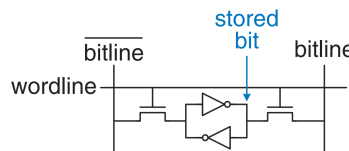


• RAM

- Allgemein:
 - Direktzugriffsspeicher (random access memory, RAM)
 - Flüchtig: Verliert Daten beim Ausschalten
 - Schnelles Lesen und Schreiben
- DRAM:
 - dynamic random access memory
 - Datenbits werden in Kondensator gespeichert
 - Dynamisch, da Wert regelmäßig und nach Lesen neu geschrieben werden muss
 - Ladungsverlust des Kondensators verschlechtert Wert mit der Zeit
 - Lesen zerstört gespeicherten Wert

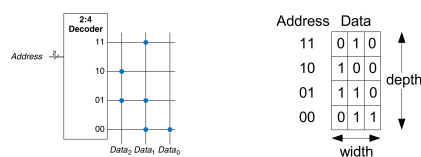


- SRAM:
 - static random access memory
 - verwendet Inverter mit Rückkopplung zur Datenspeicherung

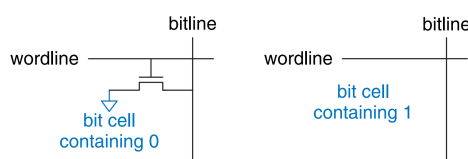


• ROM

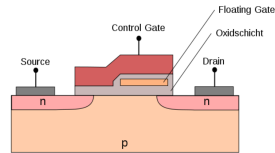
- Allgemein:
 - Festwertspeicher (read-only memory, ROM)
 - Nicht flüchtig: Daten bleiben beim Ausschalten erhalten
 - schnelles Lesen, aber Schreiben unmöglich oder langsam
 - Flash-Speicher ist ROM (allerdings sind diese mittlerweile schreibbar)
- ROM-Punktnotation



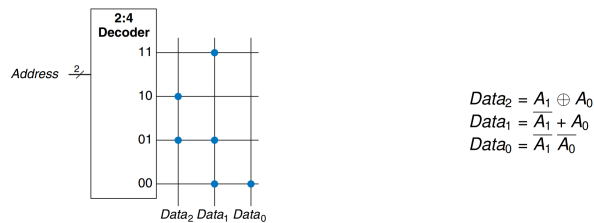
- Lesen:
 - Bitline auf weak high setzen und danach wordline auf 1 setzen
 - Wenn Transistor vorhanden, zieht dieser bitline auf 0, sonst bleibt diese bei 1



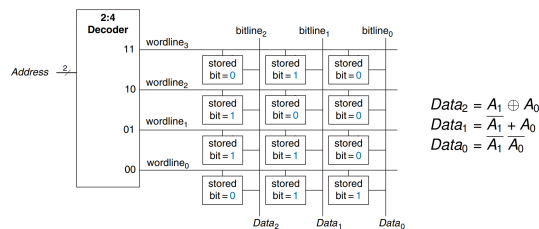
- Flash:
 - Floating Gate kann durch das Anlegen hoher Spannung geladen/entladen werden



- Logik via ROM:



- Logik via Speicherfeld:



- SystemVerilog

- RAM:

```

1  module ram #(parameter N=6, M=32)
2    (input logic clk, input logic we, input logic [N-1:0] adr,
3     input logic [M-1:0] din, output logic [M-1:0] dout);
4
5     logic [M-1:0] mem [2*N-1:0];
6
7     // write
8     always_ff @(posedge clk)
9       if (we)
10        mem [adr] <= din;
11
12    // read
13    assign dout = mem[adr];
14  endmodule

```

- ROM:

```

1  module rom (input logic [1:0] adr, output logic [2:0] dout);
2
3    always_comb
4      case (adr)
5        2'b00: dout = 3'b011;
6        2'b01: dout = 3'b110;
7        2'b10: dout = 3'b100;
8        2'b11: dout = 3'b010;
9      endcase
10  endmodule

```

5.4 Logikfelder

- Programmierbares Logikfeld (Programmable Logic Array PLA)

- realisiert einfache kombinatorische Logik via Sum-Of-Products Form (DNF)
- zweistufige Logik mit programmierbaren Schaltern in Eingabefeld (links) und Ausgabefeld (rechts)

• Performanz vs Flexibilität

- Anwendungsspezifische integrierte Schaltung (ASIC)
 - führt für eine Anwendung optimierte (parallele) Datenpfade aus
 - Basisgatterschaltungen durch optisch/chemische Prozesse auf Silikon-Wafer realisiert
 - zur Laufzeit nicht an neue Anwendung anpassbar
- Software-Prozessor
 - führt generische Instruktionen sequentiell aus
 - nur generische Architektur in Hardware realisiert
 - zur Laufzeit durch Austausch der Sequenz anpassbar

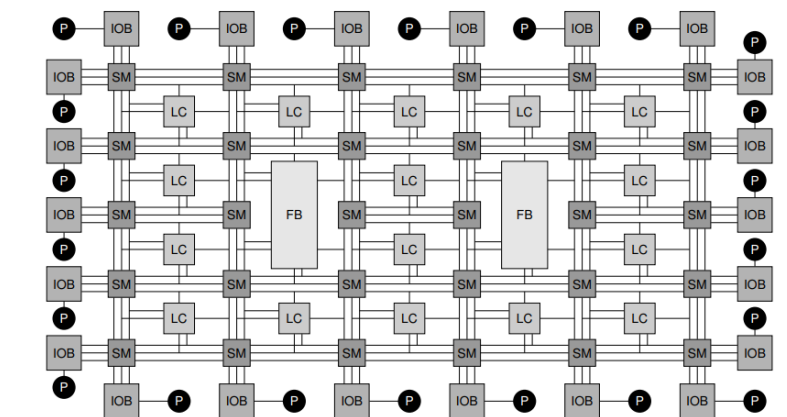
⇒ Field Programmable Gate Array (FPGA) vereint:

- Flexibilität von Software-Prozessoren
- mit Performanz von ASICs

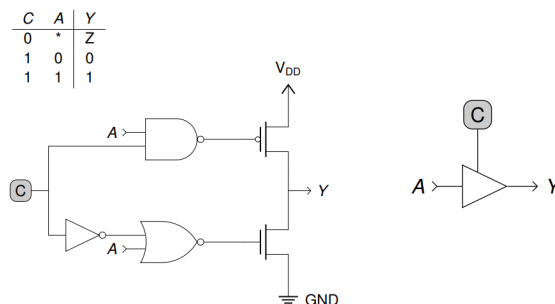
• FPGA Konfigurationsspeicher

- Verwenden feingranulare (bitweise) Konfigurationsspeicher statt wortweisen Instruktionsspeichern
- kann mit verschiedenen Speicher-Technologien realisiert werden:
 - volatil (SRAM): schnell beschreibbar, benötigt permanente Stromversorgung
 - nicht-volatil (Flash): aufwendiger Schreibzugriff, Zustand bleibt auch ohne Strom erhalten

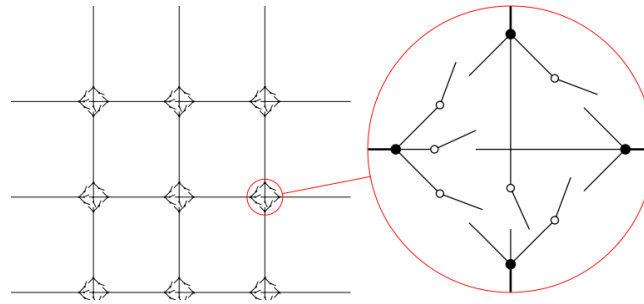
P: Pin, IOB: I/O Block, SM: Switch Matrix, LC: Logic Cell, FB: Function Block



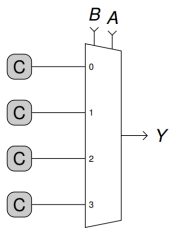
• Programmierbare Schalter



- **Programmierbare Leitungskreuzungen (Switch Matrix / SM)**



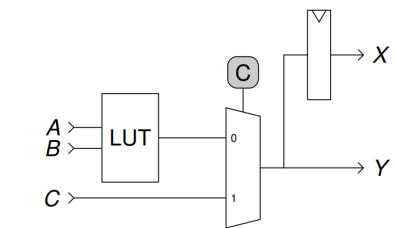
- **Programmierbare Tabellen (Lookup Table / LUT)**



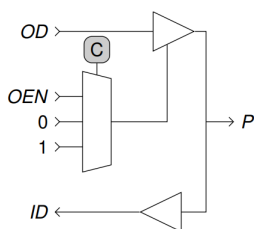
- realisiert kombinatorische Logik
- 2 bis 6 Eingänge

- **Programmierbare Logikzelle (Logic Cell / LC)**

- kann als kombinatorische Logik (Y) und/oder Speicher(X) verwendet werden
- häufig auch spezielle Carry In/Out (C) für schnelle Arithmetik



- **Programmierbare Ein-/Ausgänge (Input-/Output Blocks / IOB)**



- Ausgabetreiber permanent oder zur Laufzeit (OEN) deaktivierbar
- P wird mit physikalischen Pins verbunden

- **Funktionsblöcke (FB)**

- häufig verwendete Logikbausteine als begrenzte Ressourcen verfügbar
- Block RAM (BRAM): kleine SRAM Speicher
- Phase-Locked Loop (PLL): Taktmodifikation
- ...

Digitaltechnik

Wintersemester 2019/2020

Hilfsblatt



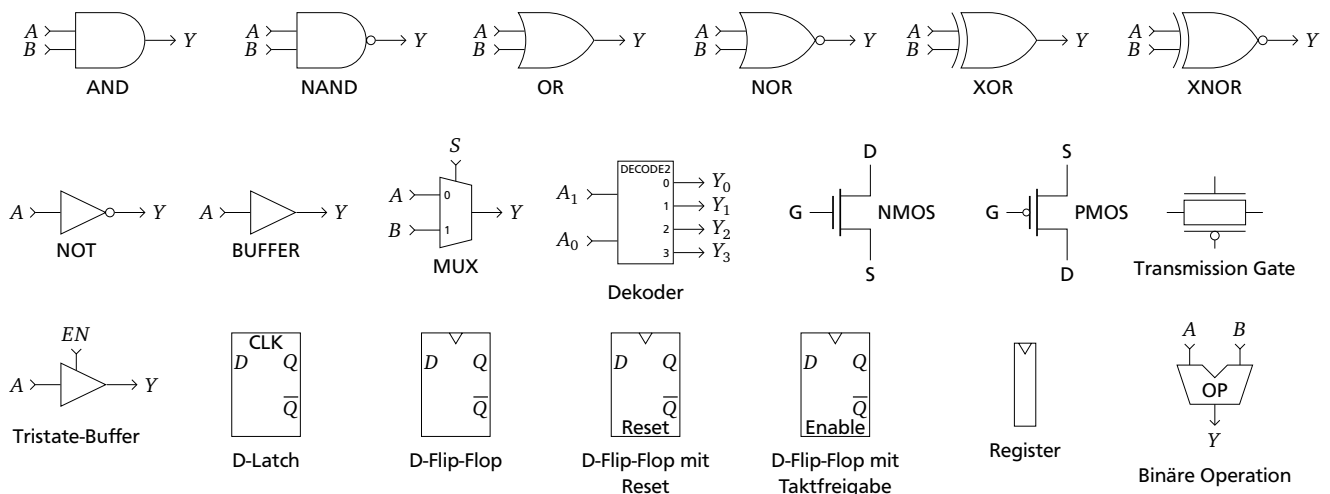
TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

Prof. Dr.-Ing. Thomas Schneider, M.Sc. Christian Weinert

Einheitenvorsätze

Bezeichnung	Kürzel	Wert	Bezeichnung	Kürzel	Wert	Bezeichnung	Kürzel	Wert
Milli	m	10^{-3}	Kilo	k	10^3	Kibi	Ki	2^{10}
Mikro	μ	10^{-6}	Mega	M	10^6	Mebi	Mi	2^{20}
Nano	n	10^{-9}	Giga	G	10^9	Gibi	Gi	2^{30}
Piko	p	10^{-12}	Tera	T	10^{12}	Tebi	Ti	2^{40}

Schaltsymbole



Axiome und Theoreme der boole'schen Algebra

Axiom	Dual	Bedeutung	Theorem	Dual	Bedeutung
A1 $B \neq 1 \Rightarrow B = 0$	A1' $B \neq 0 \Rightarrow B = 1$	Dualität	T1 $A \cdot 1 = A$	T1' $A + 0 = A$	Neutralität
A2 $\bar{0} = 1$	A2' $\bar{1} = 0$	Negieren	T2 $A \cdot 0 = 0$	T2' $A + 1 = 1$	Extremum
A3 $0 \cdot 0 = 0$	A3' $1 + 1 = 1$	Und / Oder	T3 $A \cdot A = A$	T3' $A + A = A$	Idempotenz
A4 $1 \cdot 1 = 1$	A4' $0 + 0 = 0$	Und / Oder	T4 $\bar{\bar{A}} = A$		Involution
A5 $0 \cdot 1 = 1 \cdot 0 = 0$	A5' $1 + 0 = 0 + 1 = 1$	Und / Oder	T5 $A \cdot \bar{A} = 0$	T5' $A + \bar{A} = 1$	Komplement

Theorem	Dual	Bedeutung
T6 $AB = BA$	T6' $A + B = B + A$	Kommutativität
T7 $A(BC) = (AB)C$	T7' $A + (B + C) = (A + B) + C$	Assoziativität
T8 $A(B + C) = (AB) + (AC)$	T8' $A + (B \cdot C) = (A + B)(A + C)$	Distributivität
T9 $A(A + B) = A$	T9' $A + (AB) = A$	Absorption
T10 $(AB) + (A\bar{B}) = A$	T10' $(A + B)(A + \bar{B}) = A$	Zusammenfassen
T11 $(AB) + (\bar{A}C) + (B\bar{C}) = (AB) + (\bar{A}C)$	T11' $(A + B)(\bar{A} + C)(B + \bar{C}) = (A + B)(\bar{A} + C)$	Konsensus
T12 $\overline{ABC \dots} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C} \dots$	T12' $\overline{A + B + C \dots} = \bar{A} \bar{B} \bar{C} \dots$	De Morgan

SystemVerilog Syntax (Auszug)

Modul Deklaration

```
module modul_ID
#(parameter param_ID = wert)
(input  datentyp /*[n:m]*/ in_port_ID,
 output datentyp /*[n:m]*/ out_port_ID);

// lokale Signale
datentyp /*[n:m]*/ signal_ID /*[k:l]*/;

// parallele Anweisungen
assign /* #delay */ signal = ausdruck;
always sequentielle_anweisung
submodule #(parameter_map) instanz (port_map);

// generische Anweisungen
genvar id;
generate
    if (bedingung) begin
        // lokale Signale, parallele Anweisungen
    end
    for (init; cond; step) begin
        // lokale Signale, parallele Anweisungen
    end
endgenerate
endmodule
```

Sequentielle Anweisungen

```
// Zuweisung
signal = ausdruck; // blockierend
signal <= ausdruck; // nicht-blockierend

// verzögerte Anweisungen
#delay anweisung
@(ausdruck) anweisung
@(posedge ausdruck) anweisung
@ (negedge ausdruck) anweisung
/* anweisung

// bedingte Anweisungen
if (bedingung) anweisung1 else anweisung2
case (ausdruck)
    wert1 : anweisung1
    wert2 : anweisung2
    default: anweisung3
endcase

// wiederholte Anweisung
for (init; cond; step) anweisung

// kombinierte Anweisung
begin anweisung1 anweisung2 ... end
```

Vertikale Gruppierung nach Präzedenz, beginnend mit der höchsten	Operator	Bedeutung
	[]	Zugriff auf Vektorelement
	~	bitweise NOT
	!	logisches NOT
	-	unäre Negation
	&	unäre Reduktion mit AND
		unäre Reduktion mit OR
	^	unäre Reduktion mit XOR
	~&	unäre Reduktion mit NAND
	~	unäre Reduktion mit NOR
	~^	unäre Reduktion mit XNOR
	**	Exponentialfunktion
	*	Multiplikation
	/	Division
	%	Modulo
	+ -	Addition, Subtraktion
	<< >>	logischer Shift
	<<< >>>	arithmetischer Shift
	<	kleiner als
	<=	kleiner oder gleich
	>	größer als
	>=	größer oder gleich
	==	gleich
	!=	ungleich
	===	bitweise gleich
	!==	bitweise ungleich
	& ~&	bitweise AND, NAND
	^ ~^	bitweise XOR, XNOR
	~	bitweise OR, NOR
	&&	logisches AND
		logisches OR
	?:	ternärer Operator
	{ }	Konkatenation

Numerische Literale

```
// Bitbreite 'Basis Ziffernfolge
64'h0123456789abcd // hexadezimal
27'd0123456789      // dezimal
24'o01234567        // oktal
4'bxx01             // binär (vierwertig)
// x - unbekannt/ungültig
// z - hochomig
```

Elementare Datentypen

```
bit      // zweiwertige Logik
logic    // vierwertige Logik
byte     // 8 bit signed
integer  // 32 bit signed
longint  // 64 bit signed
time     // 64 bit signed for Zeitwerte
real     // Gleitkomma-Werte
```

System Funktionen

```
// Basis und Genauigkeit der Simulationszeit setzen
'timescale base / precision;
$time      // aktuelle Systemzeit (als int)
$realtime  // aktuelle Systemzeit (als real)

$log2(num) // Logarithmus zur Basis 2
$dumppfile(pfad); // VCD Ausgabedatei setzen
$dumppvars;    // (alle) Signale beobachten
$finish;       // Simulation beenden
$display(format, ausdrücke); // Meldung ausgeben
// %b binary format
// %c ASCII character format
// %d decimal format
// %h hex format
// %o octal format
// %s string format
// %t time format
```

7 Nützliches

7.1 Links

- Interaktiver Moodles Kurs mit Lerneinheiten und Übungsaufgaben (Englisch)
- <https://moodle.informatik.tu-darmstadt.de/enrol/index.php?id=757>
- Binäre Addition Übungen: Nabla -> Aufgabenkatalog -> Rechnerarchitektur
- <https://nabla.algo.informatik.tu-darmstadt.de/>