

1 Moore'sches Gesetz

- alle 18-24 Monate verdoppelt sich die Anzahl der Transistoren auf gleicher Fläche
- Exponentielles Wachstum der Transistorzahl, exponentieller Rückgange des Preises pro Transistor
- Herstellungskosten (Fixkosten, Variable Kosten, Technologiefaktor), Entwicklerproduktivität, Verlustleistungsdichte

2 Einheiten

Potenz	Vorsatz	Potenz	Vorsatz	Hz	s ⁻¹
10 ¹²	Т	10 ⁻¹	d	N	$kgms^{-2}$
10^{9}	G	10^{-2}	с	J	Nm = VAs
10^{6}	М	10^{-3}	m	W	$VA = Js^{-1}$
10^{6} 10^{3} 10^{2} 10^{1}	k	10^{-6}	μ	C	As
10^{2}	h	10^{-9}	n	V	JC^{-1}
10^{1}	da	10^{-12}	р	F	CV^{-1}
		10^{-15}	f	Ω	VA^{-1}
				H	VsA^{-1}

 $Bit \xrightarrow{\cdot 8} Byte \xrightarrow{\cdot 1024} kByte \xrightarrow{\cdot 1024} MByte$

3 Polyadische Zahlensysteme

$$Z = \sum_{i=-n}^{p-1} r^i \cdot d_i = d_{p-1}...d_1d_0.d_{-1}...d_n$$

$$Z: \mathsf{Zahl}, \quad r: \mathsf{Basis}, \quad d_i: \mathsf{Ziffer}, \quad p: \#\mathsf{Ziffern} \text{ vorne} \quad n: \#\mathsf{Nachkommastellen}$$

Binäres Zahlensystem:

Benötigte Bits: N:n Bit. M:m Bit $N+M:\max\{n,m\}+1$ Bit $N\cdot M:n+m$ Bit

3.1 Umrechnung

	$Z \ge 1$	Z < 1
$r \rightarrow 10$	$ Z_{10} = \sum_{i} r^i \cdot d_i $ $101_2 \rightarrow 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1 $	$ Z_{10} = \sum r^{-i} \cdot d_{-i} $ $0.11_2 \to 1 \cdot 0.5 + 1 \cdot 0.25 $
	$101_2 \to 1 \cdot 4 + 0 \cdot 2 + 1 \cdot 1$	$0.11_2 \rightarrow 1 \cdot 0.5 + 1 \cdot 0.25$
$10 \rightarrow r$	$egin{array}{ll} d_i &= Z_{10}\%r^i \ &58/8 = 7 \; { m Rest} \; 2(LSB) \ &7/8 = 0 \; { m Rest} \; 7(MSB) \end{array}$	
	58/8 = 7 Rest 2(LSB)	$0.4 \cdot 2 = 0.8 \; \text{Übertrag} \; 0(MSB)$
	7/8 = 0 Rest 7(MSB)	$0.8 \cdot 2 = 1.6$ Übertrag 1
	(Ende wenn 0 erreicht)	(Wiederholen bis 1 oder Periodizität)
	Auf Ende achten $1r3\%5 \rightarrow 0r1$	

3.2 Zweierkomplement Wertebereich: $-2^{n-1} \le Z \le 2^{n-1} - 1$

Z ightarrow -Z (Umkehrung gleich)	Bsp: Wandle 2 in -2 u
1. Invertieren aller Bits	$\begin{array}{c} 0010 \implies 1101 \\ 1101 + 1 = 1110 \end{array}$
2. Addition von 1	1101 + 1 = 1110
3. Ignoriere Überträge beim MSB	$\Rightarrow -2_{10} = 1110_2$

3.3 Gleitkommadarstellung nach IEEE 754

Bitverteil	ung(single/double):	
s(1)	e(8/11)	f(23/52)

s: Vorzeichen, e: Exponent, f: Mantisse (Nachkommastellen! $2^{-1}2^{-2}...$)

Spezialwerte: $Z=0 \Leftrightarrow e=0$ $Z=+(-)\infty \Leftrightarrow e=255, s=0(1)$

$\begin{array}{l} \textbf{IEEE} \rightarrow \textbf{Wert} \ Z \\ Z = (-1)^s \cdot (1+0.f) \cdot 2^{e-127} \end{array}$	$ \begin{array}{llllllllllllllllllllllllllllllllllll$
$\begin{array}{l} \textbf{Wert } Z \rightarrow \textbf{IEEE} \ (\text{Bin\"{a}rdarstellung}) \\ s = 0 (\text{positiv}), \ s = 1 (\text{negativ}) \\ Z \rightarrow Z_2 \ (\text{beim Komma teilen}) \\ Z_2 \ \text{n-mal shiften} \rightarrow 1.xxx \dots \\ \text{Exponent } e = n + 127 \rightarrow e_2 \\ \text{Mantisse} \ f_2 = xxx \dots \end{array}$	$\begin{aligned} & \text{Bsp: } Z = 11.25 \\ & s = 0 \\ & Z = 1011.01_2 \\ & Z = 1.01101_2 \cdot 2^3 \\ & e = 3 + 127 = 130 = 10000010_2 \\ & f = 01101000 \dots_2 \end{aligned}$
$\begin{array}{c} \textbf{Wert } Z \rightarrow \textbf{IEEE} \text{ (Formel)} \\ s = 0 \text{ (positiv)}, \ s = 1 \text{ (negativ)} \\ E = \lfloor \log_2 Z \rfloor \\ e = E + 127 \rightarrow e_2 \\ f = \left(\frac{ Z }{2E} - 1\right) \cdot 2^{23} \rightarrow f_2 \end{array}$	$ \begin{array}{c ccccccccccccccccccccccccccccccccccc$

4 Zeichenkodierung

4.1 ASCII

American Standard Code for Information Exchange Fixe Codewortlänge (7 Bit, 128 Zeichen) 0x00-0x7F

4.2 UTF-8

Universal Character Set Transformation Format Variable Codewortlänge (1-4 Byte) → Effizient

Schema

- MSB = 0 \rightarrow 8 Bit (restliche Bit nach ASCII)
- ullet MSB =1
 ightarrow 16, 24 oder 32 Bit
 - Byte 1: Die ersten 3, 4, 5 Bit geben die Länge des Codewortes an (110, 1110, 11110)
 - Byte 2-4: Beginnen mit Bitfolge 10

4.3 Zahlensysteme

Base 10	Base 2	Base 8	Base 16
00	0000	0×0	0000
01	0001	0×1	0001
02	0010	0×2	0002
03	0011	0×3	0003
04	0100	0×4	0004
05	0101	0×5	0005
06	0110	0×6	0006
07	0111	0×7	0007
08	1000	0×8	0o10
09	1001	0×9	0o11
10	1010	0×A	0o12
11	1011	0xB	0o13
12	1100	0xC	0o14
13	1101	0xD	0o15
14	1110	0×E	0o16
15	1111	0xF	0o17

5 Boolsche Algebra

5.1 Boolesche Operatoren (Wahrheitstabelle WT)

			A out	A out	A Double out	A & D-Y	A out	A O O O O O O O O O O O O O O O O O O O
	x	у	AND	OR	XOR	NAND	NOR	EQV
			$x \cdot y$	x + y	$x \oplus y$	$\overline{x \cdot y}$	$\overline{x+y}$	$\overline{x \oplus y}$
_	0	0	0	0	0	1	1	1
	0	1	0	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	1	1	0	0
	1	1	1	1	0	0	0	1
K	Konfiguration: $f = c_1 + c_2 + c_3 \Rightarrow cov(f) = \{c_1, c_2, c_3\}$							

5.2 Gesetze der booleschen Algebra

		l sa li i
	Boolesche Algebra	Mengenalgebra
	$(0,1;\cdot,+,\overline{x})$	$(P(G); \cap, \cup, \overline{A}; G, \emptyset)$
Kommutativ	$x \cdot y = y \cdot x$	$A \cap B = B \cap A$
	x + y = y + x	$A \cup B = B \cup A$
Assoziativ	$x \cdot (y \cdot z) = (x \cdot y) \cdot z$	$(A \cap B) \cap C = A \cap (B \cap C)$
	x + (y+z) = (x+y) + z	$(A \cup B) \cup C = A \cap (B \cup C)$
Distributiv	$x \cdot (y+z) = x \cdot y + x \cdot z$	$A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C)$
	$x + (y \cdot z) = (x + y) \cdot (x + z)$	$A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C)$
Indempotenz	$x \cdot x = x$	$A \cap A = A$
	x + x = x	$A \cup A = A$
Absorbtion	$x \cdot (x+y) = x$	$A \cap (A \cup B) = A$
	$x + (x \cdot y) = x$	$A \cup (A \cap B) = A$
Neutral	$x \cdot 1 = x$	$A \cap G = A$
	x + 0 = x	$A \cup \emptyset = A$
Dominant	$x \cdot 0 = 0$	$A \cap \emptyset = \emptyset$
	x + 1 = 1	$A \cup G = G$
Komplement	$x \cdot \overline{x} = 0$	$A \cap \overline{A} = \emptyset$
	$x + \overline{x} = 1$	$A \cup \overline{A} = G$
	$\overline{x} = x$	$\overline{\overline{A}} = A$
De Morgan	$\overline{x \cdot y} = \overline{x} + \overline{y}$	$\overline{A \cap B} = \overline{A} \cup \overline{B}$
	$\overline{x+y} = \overline{x} \cdot \overline{y}$	$\overline{A \cup B} = \overline{A} \cap \overline{B}$
		!

5.3 Boolesche Funktionen

$$f: \{0,1\}^n \to \{0,1\}$$
 $f(\underline{x}) = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$

Einsmenge F von f: $F = \{\underline{x} \in \{0,1\}^n | f(\underline{x}) = 1\}$ Nullmenge \overline{F} von f: $\overline{F} = \{\underline{x} \in \{0,1\}^n | f(\underline{x}) = 0\}$

Kofaktor bezüglich

- $x_i: f_{x_i} = f|_{x_i=1} = f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n)$
- $\bullet \ \overline{x}_i : f_{\overline{x}_i} = f|_{x_i = 0} = f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n)$

Eigenschaften von $f(\underline{\boldsymbol{x}})$

- tautologisch $\Leftrightarrow f(\underline{x}) = 1 \quad \forall \underline{x} \in \{0, 1\}^n$
- tautologisch $\Leftrightarrow f(x) = 1 \quad \forall x \in \{0, 1\}^n$
- kontradiktorisch $\Leftrightarrow f(\underline{x}) = 0 \qquad \forall \underline{x} \in \{0, 1\}^n$
- unabhängig von $x_i \Leftrightarrow f_{x_i} = f_{\overline{x}_i}$
- abhängig von $x_i \Leftrightarrow f_{x_i} \neq f_{\overline{x_i}}$

5.4 Multiplexer

 $\begin{array}{ll} f=x\cdot a+\overline{x}\cdot b & (2 \ {\rm Eing\"{a}nge} \ a,b \ {\rm und} \ 1 \ {\rm Steuereingang} \ x) \\ f=\overline{x_1}\overline{x}_2a+\overline{x}_1x_2b+x_1\overline{x}_2c+x_1x_2d & ({\rm Eing\"{a}nge:} \ a,b,c,d \ {\rm Steuerung:} \ x_1,x_2) \end{array}$

5.5 Wichtige Begriffe

Wichtige Begriffe:	Definition	Bemerkung
Signalvariable	x	$\hat{x} \in \{0, 1\}$
Literal	$l_i = x_i$ oder $\overline{x_i}$	$i \in I_0 = \{1,, n\}$
Minterme,0-Kuben	$MOC\ni m_j=\prod_{i\in I_0}l_i$	$ M0C = 2^n$
d-Kuben	$MC i c_j = \prod_{i \in I_j \subseteq I_0} l_i$	$ MC = 3^n$
Distanz	$\delta(c_i, c_j) = \{l \mid l \in c_i \land \overline{l} \in c_j\} $	$\delta_{ij} = \delta(c_i, c_j)$
Implikanten	$MI = \{c \in MC \mid c \subseteq f\}$	
Primimplikanten	$MPI = \{ p \in MI \mid p \not\subset c \ \forall c \in MI \}$	$MPI \subseteq MI \subseteq MC$

DNF (DNF)	eine Summe von Produkttermen	Terme sind ODER-verknüpft
KNF (KNF)	ein Produkt von Summentermen	Terme sind UND-verknüpft
KDNF (KDNF)	Summe aller Minterme	WT: 1-Zeilen sind Minterme
KKNF (KKNF)	Menge aller Maxterme	WT: 0-Zeilen negiert sind Maxtern
VollSOP (nur 1)	Menge aller Primimplikanten	Bestimmung siehe Quine Methode
		oder Schichtenalgorithmus
MinSOP (min. 1)	Minimale Summe v. Primimplikanten	durch Überdeckungstabelle

FPGA: Field Programmable Gate Array

LUT: Look Up Table

6 Beschreibungsformen

6.1 Disjunktive Normalform/Sum of products (DNF/DNF)

Eins-Zeilen als Implikanten (UND) schreiben und alle Implikanten mit ODER verknüpfen: $Z = \overline{A} \cdot \overline{B} + \overline{C} \cdot D$

6.2 Konjunktive Normalform/Product of sums (KNF/KNF)

Null-Zeilen negiert als Implikat (ODER) schreiben und alle Implikaten UND verknüpfen $Z = (\overline{A} + \overline{C}) \cdot (\overline{A} + \overline{D}) \cdot (\overline{B} + \overline{C}) \cdot (\overline{B} + D)$

6.3 Umwandlung in ieweils andere Form

- 1. Doppeltes Negieren der Funktion: $Z = \overline{\overline{\overline{A} \cdot \overline{B} + \overline{C} \cdot D}}$
- 2. Umformung "untere" Negation (DeMorgan) : $Z = \overline{\overline{A \cdot \overline{B}} \cdot \overline{\overline{C} \cdot D}} = \overline{(A+B) \cdot (C+\overline{D})}$ 3. Ausmultiplizieren: $Z = \overline{(A+B) \cdot (C+\overline{D})} = \overline{A \cdot C + A \cdot \overline{D} + B \cdot C + B \cdot \overline{D}}$
- 4. Umformung "obere" Negation (DeMorgan):
- $Z = \overline{AC} \cdot \overline{A\overline{D}} \cdot \overline{BC} \cdot \overline{B\overline{D}} = (\overline{A} + \overline{C}) \cdot (\overline{A} + D) \cdot (\overline{B} + \overline{C}) \cdot (\overline{B} + D)$

Analog von KNF (KNF) nach DNF (DNF).

6.4 Shannon Entwicklung

$$\begin{array}{l} f = x_i \cdot f_{x_i} + \overline{x}_i \cdot f_{\overline{x}_i} = (x_i + f_{\overline{x}_i}) \cdot (\overline{x}_i + f_{x_i}) = (f_{x_i} \oplus f_{\overline{x}_i}) \cdot x_i \oplus f_{\overline{x}_i} \\ \overline{f} = x_i \cdot \overline{f}_{x_i} + \overline{x}_i \cdot \overline{f}_{\overline{x}_i} \end{array}$$

7 Logikminimierung

7.1 Nomenklatur

- \bullet m_i Minterm: UND-Term in dem alle Variablen vorkommen (aus KDNF)
- \bullet M_i Maxterm: ODER-Term in dem alle Variablen vorkommen (aus KKNF)
- c_i Implikant: UND-Term in dem freie Variablen vorkommen können
- C_i Implikat: ODER-Term in dem freie Variablen vorkommen können
- pi Primimplikant: UND-Term mit maximal freien Variablen
- P_i Primimplikat: ODER-Term mit maximal freien Variablen

7.2 Karnaugh-Diagramm

Zyklische Gray-Codierung: 2dim:00, 01, 11, 10 3dim:000, 001, 011, 010, 110, 111, 101, 100

Don't Care Werte ausnutzen!

Achtung: Auf eventuelle Unterdefiniertheit überprüfen (Redundante Zeilen) (Kreiert Don't Cares) Immer vollständig Nullen und Eines ausfüllen

7.3 Quine Methode

geg.: DNF/DNF oder Wertetabelle von f(x)ges.: alle Primimplikanten p_i (VolISOP)

Spezielles Resoltuionsgesetz: $x \cdot a + \overline{x} \cdot a = a$ Absorptionsgesetz: $a + a \cdot b = a$

- 1. KDNF/KDNF bestimmen (z.B. $f(x, y, z) = xy = xyz + xy\overline{z}$)
- 2. Alle Minterme in Tabelle eintragen (Index von m ist (binär)Wert des Minterms)
- 3. 1-Kubus: Minterme die sich um eine Negation unterscheiden, zu einem Term verschmolzen (Resolutionsgesetz)
- 4. Der 1-Kubus muss zusammenhängend sein! (d.h. alle 1-Kubus Minterme müssen zusammenhängen)
- 5. Wenn möglich 2-Kubus bilden.
- 6. Wenn keine Kubenbildung mehr möglich → Primimplikanten

Beispiel (Quine Methode):

	0-Kubus	Α	1-Kubus	R	A	2-Kubus	A	
m_1	$\overline{x}_1\overline{x}_2x_3$	√	\overline{x}_2x_3	$m_1 \& m_5$	p_1			
m_4	$x_1\overline{x}_2\overline{x}_3$	√	$x_1\overline{x}_2$	$m_4 \& m_5$	√	x_1	p_2	
m_5	$x_1\overline{x}_2x_3$	√	$x_1\overline{x}_3$	$m_4 \& m_6$	√			
m_6	$x_1x_2\overline{x}_3$	√	$x_{1}x_{3}$	$m_5 \& m_7$	√			
m_7	$x_1x_2x_3$		$x_{1}x_{2}$	$m_6 \& m_7$	√			

 $\Rightarrow f(x_1, x_2, x_3) = p_1 + p_2 = \overline{x}_2 x_3 + x_1$

7.4 Resolventenmethode

Ziel: alle Primimplikanten

Wende folgende Gesetze an: Absorptionsgesetz: a + ab = a

allgemeines Resolutionsgesetz: $x\cdot a + \overline{x}\cdot b = x\cdot a + \overline{x}\cdot b + ab$

Anwendung mit Schichtenalgorithmus

- 1. schreibe die Funktion f in die 0. Schicht
- 2. bilde alle möglichen Resolventen aus der 0. Schicht und schreibe sie in die nächste Schicht als ODER Verknüpfungen (Resolventen zu f "hinzufügen")
- 3. überprüfe ob Resolventen aus der 1. Schicht Kuben aus Schicht 0 überdecken(Absorbtion) und streiche diese Kuben aus Schicht 0
- 4. Schicht i besteht aus den möglichen Resolventen von Schicht 0 bis (i-1). Abgestrichene Kuben aus vorherigen Schichten brauchen nicht mehr beachtet werden.
- 5. Sobald in der i-ten Schicht +1 steht oder keine weiteren Resolventen gebildet werden können, ist man fertig. \Rightarrow alle nicht ausgestrichenen Terme bilden die VollSOP

$f(x_1,\ldots,x_n)$	Schicht
$x\cdot w + \overline{x}\cdot w + x\cdot y\cdot w\cdot \overline{z} + \overline{x}\cdot y\cdot w\cdot \overline{z} + \overline{y}\cdot w\cdot \overline{z}$	0
$+w+y\cdot w\cdot \overline{z}$	1
$+w\cdot \overline{z}$	2
+w	3

7.5 Überlagerung Bestimmung der MinSOP

Geg: KDNF/KDNF $(\sum m_i)$ und VollSOP $(\sum p_i)$ Ges: MinSOP (Minimalform)

Alternativ: Mit Überdeckungstabelle bestimmen, Bsp.

	Minterme				
Primterme	m_1	m_2		m_N	$L(p_i)$
p_1	√				$L(p_1)$
p_2	\checkmark			$\sqrt{}$	$L(p_2)$
-					
					:
p_K					$L(p_K)$

Algorithmus

- 1. Suche Spalten mit nur einem Minterm
- 2. Streiche andere Spalten des zugehörigen Primterms.
- 3. Streiche Primterme, dessen Minterme alle gestrichen sind

K: Anzahl der Primterme

N: Anzahl der Minterme

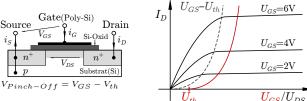
 $L(p_i)$: Kosten/Länge der Primimplikanten

8 Halbleiter

	Isolator	Metall	undotiert	N-Typ	P-Typ
Ladungsträger	Keine	e^-	e^-/e^+	e^-	e ⁺
Leitfähigkeit	Keine	Sehr hoch	$\propto T$	Hoch	Mittel

9 MOS-FET's

Metal Oxide Semiconductor Field Effekt Transistor



9.1 Bauteilparameter

 $\beta = K' \frac{W}{L} \text{ mit } K' = \frac{\mu \varepsilon_{OX} \varepsilon_0}{t_0}$ Verstärkung: Kanalweite Kanallänge $\mu \quad \mu_n \approx 250 \cdot 10^{-4} \frac{m^2}{V_s}, \, \mu_p \approx 100 \cdot 10^{-4} \frac{m^2}{V_s}$ Elektronenbeweglichkeit rel. Dielektrizität des Gateoxyds $\varepsilon_0 = 8.8541878 \cdot 10^{-12} \frac{A_S}{V_{TM}}$ Dielektrizitätskonstante Gateoxyddicke Verstärkung Kapazität Verzögerungszeit $t_{pHL} \propto \frac{1}{W_p \mu_p \varepsilon_{ox}(V_{DD} - |V_{th}|)}$ Verzögerungszeit $t_{\it DHL}$ Propagation delay von 90% auf 10% Verzögerungszeit t_{pLH} Propagation delay von 10% auf 90%

- große Kanalweite ⇒ große Drain-Störme \Rightarrow schnelle Schaltgeschwindigkeit (da $i_d \propto \beta \propto \frac{W}{L}$) Aber: große Fläche.
- nMos schaltet schneller als pMOS

9.2 Drainstrom

nMos (p-dotiertes Substrat, n-dotierte Drain/Source), schlechter pull up (Pegeldegenerierung)

$$I_d = \begin{cases} 0, & \text{für } U_{gs} - U_{th} \leq 0 & \text{(Sperrber.)} \\ \beta[(u_{gs} - U_{th}) \cdot u_{ds} - \frac{1}{2}u_{ds}^2], & \text{für } 0 \leq U_{gs} - U_{th} \geq u_{ds} & \text{(linearer Ber.)} \\ \frac{1}{2}\beta \cdot (u_{gs} - U_{th})^2, & \text{für } 0 \leq U_{gs} - U_{th} \leq u_{ds} & \text{(S\"{attigungsber.)}} \end{cases}$$

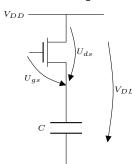
pMos (n-dotiertes Substrat, p-dotierte Drain/Source), schlechter pull down (Pegeldegenerierung)

$$I_d = \begin{cases} 0, & \text{für } U_{gs} - U_{th} \geq 0 & \text{(Sperrber.)} \\ -\beta[(u_{gs} - U_{th}) \cdot u_{ds} - \frac{1}{2}u_{ds}^2], & \text{für } 0 \geq U_{gs} - U_{th} \leq u_{ds} \text{ (linearer Ber.)} \\ -\frac{1}{2}\beta \cdot (u_{gs} - U_{th})^2, & \text{für } 0 \geq U_{gs} - U_{th} \geq u_{ds} \text{ (S\"{attigungsber.)}} \end{cases}$$

9.3 pMos und nMos

V S V_{DD} =	Transistor	Source liegt immer am	V_{GS}, V_{DS}, I_D	Substrat
V_{GS} V_{DS}	pMos normally on	höheren Potential	< 0	$+(V_{DD})$
V_{DS}	nMos normally off	niedrigeren Potential	> 0	-(GND)
SI GND	/orsicht: U_{GS}	$S_{p} = V_{DD} - U_a$		

9.4 Kondensatoraufgaben



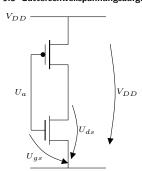
9.4.1 Laden

Kondensator C lädt, solange $I_D > 0$ ightarrow C lädt, solange $u_{gs} - U_{th} \geq u_{ds} \geq 0$

9.4.2 Entladen

Source und Drain werden vertauscht. Auf Gatespannung achten.

9.5 Gatterschwellspannungsaufgaben



Gatterschwellspannung ist der Punkt, wo sich beide Transistoren in Sättigung befinden.

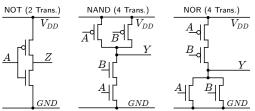
Dann Ströme mittels Knotengleichung ausrechnen.

 V_{DD} $I_{sat,n} = -Isat, p$

Vorsicht: $U_{GS,p} = V_{DD} - U_a$

10 CMOS - Logik

Vorteil: (Fast) nur bei Schaltvorgängen Verlustleistung - wenig statische Verluste Drei Grundgatter der CMOS-Technologie:



Falls GND und V_{DD} vertauscht würden, dann $NAND \rightarrow AND$ und $NOR \rightarrow OR$ Allerdings schlechte Pegelgenerierung.

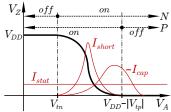
10.1 Gatterdesign

Netzwerk	Pull-Down	Pull-U p
Transistoren	nMos	pMos
AND	Serienschaltung	Parallelschaltung
OR	Parallelschaltung	Serienschaltung

- 1. Möglichkeit: Direkt; ggf. Inverter vor die Eingänge und Ausgänge schalten.
- 2. Möglichkeit: Mit bullshit Algebra die Funktion nur mit NAND und NOR darstellen.

10.2 CMOS Verlustleistung

Inverterschaltvorgang $V_A:0\to 1$:



Achtung: Logikpegel sind über die Steigung der $|VTC| \leq 1$ des Inverters definiert Zusammensetzung I_{short} :

Transistor	$(0, V_{tn})$	$(V_{tn}, V_{DD}/2)$	Um $V_{DD}/2$	$(V_{DD}/2, V_{DD} - V_{tp})$	$(V_{DD} - V_{tp}, V_{DD})$
n-MOS	Sperrt	Sättigung	Sättigung	Linear	Linear
p-MOS	Linear	Linear	Sättigung	Sättigung	Sperrt

 $P_{dyn} = P_{cap} + P_{short}$ Dynamische Verlustleistung $P_{cap} = \alpha_{01} f C_L V_{DD}^2$ Kapazitive Verluste

Kurzschlussstrom $P_{short} = \alpha_{01} f \beta_n \tau (V_{DD} - 2V_{tn})^3$

 $\alpha_{0
ightarrow 1} = rac{ ext{Schaltvorgänge(pos. Flanke)}}{\# ext{Betrachtete Takte}} \; (ext{max 0.5})$ Schalthäufigkeit

 $\alpha = \frac{f_{\text{switch}}}{2}$ Schalthäufigkeit (periodisch) Abhängig von den Signalflanken, mit Schaltfunktionen verknüpft

 $\approx V_{DD}1/\propto \text{Schaltzeit:} \ \frac{V_{DD}2}{V_{DD}1} = \frac{t_{D1}}{t_{D2}} \ (\text{bei Schaltnetzen} \ t_{log})$ $\text{Verzögerungszeit} \ t_{pd} \propto \frac{C_L t_{ox} L_p}{W_p \mu_p \varepsilon (V_{DD} - V_{th})}$

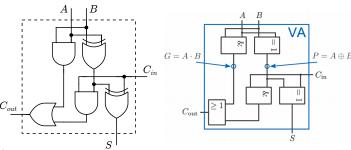
 t_{nd} ist Zeit zwischen crossover 50% von Eingang zu crossover 50% am Ausgang.

Steigend mit: Kapazitiver Last, Oxiddicke, Kanallänge, Schwellspannung

Sinkend mit: Kanalweite, Ladungsträger Beweglichkeit, Oxyd Dielektrizität, Versorgungsspannung

 $\textbf{Statische Verlustleistung} \ \ P_{stat} \text{: Sub-Schwellstr\"{o}me, Leckstr\"{o}me, Gate-Str\"{o}me \ Abh\"{a}ngigkeit:}$ $V_{DD} \uparrow: P_{stat} \uparrow V_{th} \uparrow: P_{stat} \downarrow \text{ (aber nicht proportional)}$

11 Volladdierer (VA)/Ripple-C(u)arry-Adder



Generate $g_n = a_n \cdot b_n$ Propagate $p_n = a_n \oplus b_n$

Summerbit $S_n = c_n \oplus p_n = a_n \oplus b_n \oplus c_n$

 $S_n = a_n \overline{b_n} \overline{c_n} + \overline{a_n} b_n \overline{c_n} + \overline{a_n} \overline{b_n} c_n + a_n b_n c_n$ (Ungerade Anzahl von Eingängen 1)

genau ein Eingang high alle Eingänge high

Carry-out $c_{n+1} = c_n \cdot p_n + g_n$

 $c_{n+1} = a_n b_n \overline{c_n} + a_n \overline{b_n} c_n + \overline{a_n} b_n c_n +$ $a_n b_n c_n$ (Mindesten zwei Eingänge 1) zwei Eingänge 1 drei Eingänge

Laufzeiten

$$t_{sn} = \begin{cases} t_{cn} + t_{xor} & t_{cn} > t_{xor} \\ 2t_{xor} & sonst \end{cases}$$

$$t_{cn+1} = \begin{cases} t_{and} + t_{or} & a_n = b_n = 1 \\ t_{xor} + t_{and} + t_{or} & a_n = b_n = 0 \\ t_{cn} + t_{and} + t_{or} & a_n \neq b_n \end{cases}$$

$$(p_n = 1)$$

12 Sequentielle Logik

Logik mit Gedächtnis (Speicher)

12.1 Begriffe/Bedingungen

Stabilitätszeit vor der aktiven Taktflanke t_{Setup} Stabilitätszeit nach der aktiven Taktflanke t_{hold} Eingang wird spätestens nach t_{c2q} am Ausgang verfügbar t_{c2q} $\begin{array}{l} t_{clk} \geq t_{1,c2q} + t_{logic,max} + t_{2,setup} \\ f_{max} = \left \lfloor \frac{1}{t_{clk}} \right \rfloor & \text{(Nicht aufrunden)} \end{array}$ Min. Taktperiode Max. Taktfrequenz $t_{hold} \leq t_{c2q} + t_{logic,min} o ext{Dummy Gatter einbauen} \ rac{1 ext{Sample}}{t_{clh mine}} = f$ Holdzeitbedingung Durchsatz $\overline{t_{clk}}_{,pipe}$ $t_{clk}\cdot \# ext{Pipelinestufen}$ (das zwischen den FFs) Latenz

12.2 Pipelining

Nur bei synchronen(taktgesteuerten) Schaltungen möglich!

- Aufteilen langer kombinatorischer Pfade durch Einfügen zusätzlicher Registerstufen → Möglichst Halbierung des längsten Pfades
- Zeitverhalten beachten (evtl. Dummy-Gatter einfügen)
- Durchsatz erhöht sich entsprechend der Steigerung der Taktfrequenz
- · Gesamtlatenz wird eher größer
- Taktfrequenz erhöht sich

12.3 Parallel Processing

 ${\rm Durchsatz} = \frac{\#{\rm Ivioca.}}{t_{clk}, Modul}$ Latenz = t_{clk}

- Paralleles, gleichzeitiges Verwenden mehrere identischer Schaltnetze
- Zusätzliche Kontrolllogik nötig (Multiplexer)
- Taktfrequenz und Latenz bleiben konstant
- Durchsatz steigt mit der Zahl der Verarbeitungseinheiten ABER: deutlich höherer Ressourcenverbrauch

13 Speicherelemente

Flüchtig Speicherinhalt gehen verloren, wenn Versorgungsspannung V_{DD} wegfällt - Bsp: *RAM Nicht Flüchtig Speicherinhalt bleibt auch ohne V_{DD} erhalten - Bsp: Flash

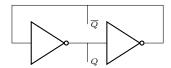
Asynchron Daten werden sofort geschrieben/gelesen.

Synchron Daten werden erst mit $clk_{0\rightarrow 1}$ geschrieben.

Dynamisch Ohne Refreshzyklen gehen auch bei angelegter V_{DD} Daten verloren - Bsp: DRAM Statisch Behält den Zustand bei solange V_{DD} anliegt (keine Refreshzyklen nötig) - Bsp: SRAM Bandbreite: Bitanzahl, die gleichzeitig gelesen/geschrieben werden kann. Latenz: Zeitverzögerung zwischen Anforderung und Ausgabe von Daten. Zykluszeit: Minimale Zeitdifferenz zweier Schreib/Lesezugriffe.

$${\sf Speicherkapazit\"{a}t} = {\sf Wortbreite} \cdot 2^{{\sf Adressbreite}}$$

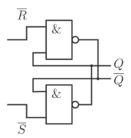
13.1 Speicherzelle/Register



Ring aus zwei Invertern.

Logikpegel kann nur mit öffnen des Inverter-Rings gesetzt werden.

13.2 Latch

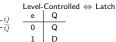


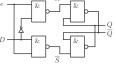
Zwei gegenseitig rückgekoppelte NAND-Gatter.

Active Low Logik:

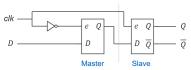
$\overline{S} =$	$0 \Rightarrow$	$Q = 1, \overline{R}$	=	$0 \Rightarrow$	Q	=	0
\overline{R}							
1	1	$Q \\ 0 \\ 1 \\ Q = \overline{Q}$					
0	1	0					
1	0	1					
0	0	$Q = \overline{Q}$					

Enable-Latch: ändert Speicherzustand auf $D \; {\rm nur \; wenn} \; e=1.$





13.3 Flip-Flop



clk	Q	\overline{Q}
$0 \rightarrow 1$	D	\overline{D}
sonst	Q	\overline{Q}

Besteht aus zwei enable-Latches

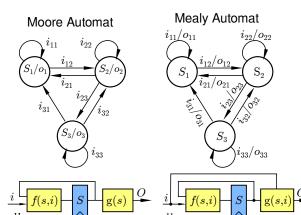
Flip-Flop: Ändert Zustand bei steigender/(fallender)

Taktflanke.

14 Automaten

DFA 6-Tupel $\{I, O, S, R, f, g\}$

$$\begin{array}{c|c} I & \mathsf{Eingabealphabet} \\ O & \mathsf{Ausgabealphabet} \\ S & \mathsf{Menge} \ \mathsf{von} \ \mathsf{Zust"anden} \\ R \subseteq S & \mathsf{Menge} \ \mathsf{der} \ \mathsf{Anfangszust"ande} \\ f: S \times I \to S & \mathsf{Übergangsrelation} \\ g & \mathsf{Ausgaberelation} \end{array}$$



Zustandsnummerierung immer einfügen.

Moore	Mealy
Ouput hängt nur vom Zustand ab	Output hängt von Zustand und Eingabe ab
Kein direkter kombinatorischer Pfad Eingang⇒Ausgang	Generell weniger Zustände als Moore.
s' = f(s, i), o = g(s)	s' = f(s, i), o = g(s, i)
g:S o O	$g: S \times I \to O$

14.1 Wahrheitstabelle einer FSM

i	$S = S_0S_n$	o	$S' = S_1' S_n'$
0	00	00,00	$S'_{0,00}$
:	:		:
1	11	01 1 1	$S'_{1,1,1}$

Moore: o ist f(S), nächster Zustand S' = f(i, S)**Mealy:** o ist f(i, S), nächster Zustand S' = f(i, S)