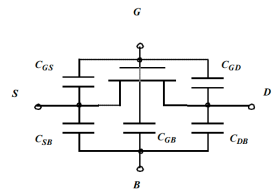


第一章 集成电路器件基础

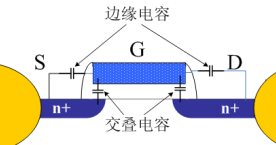
MOS 管寄生效应 (主要是 MOS 器件电容模型)

● 主要耦合电容: 任意两端子间均存在电容耦合:

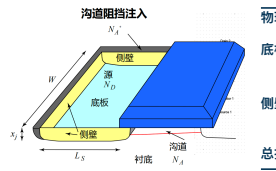
C_{GS}, C_{GD}	栅-源 / 栅-漏电容
C_{GB}	栅-衬底电容
C_{SB}, C_{DB}	源-衬底 / 漏-衬底电容



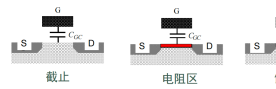
覆盖寄生电容 ● 定义: 栅极与源/漏扩散区重叠部分形成的电容, 称为覆盖寄生电容。



PN 结电容 ● 定义: 即源/漏区与衬底间的电容 (C_{SB}, C_{DB}), 由反偏 PN 结的势垒电容 (耗尽电容) 构成。



栅沟道电容 (本征电容) 由于不同工作区的沟道形态不同, 栅沟道电容也不同:



阈值电压

(这部分看半导体器件物理 cheatsheet 观感更佳)

● 定义: V_T 是表面载流子浓度等于衬底掺杂浓度 (强反型) 时的 V_{GS} 。此时表面电势 ϕ_s 达到 $2\phi_F$ 。

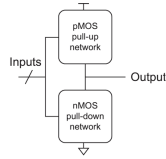
功函数差 ϕ_{ms}	抵消金属与半导体费米能级不匹配, 由材料本征属性决定。
耗尽电荷 Q_B	补偿耗尽层固定电荷。NMOS 中 $Q_B < 0$, 对应项 $-\frac{Q_B}{C_{ox}}$ 为正。
强反型电势 $2\phi_F$	产生强反型所需的能带弯曲量。P 衬底 $\phi_F < 0$, 项 $-2\phi_F$ 为正。
表面电荷 Q_{SS}	氧化层界面正电荷, 有助于感应电子, 从而降低 V_T 。项 $-\frac{Q_{SS}}{C_{ox}}$ 为负。
注入电荷 Q_I	工艺调节项, 通过离子注入 (如 P 注入) 精确修正 V_T 数值。

● 汇总公式:
$$V_T = \phi_{ms} - 2\phi_F - \frac{Q_B}{C_{ox}} - \frac{Q_{SS}}{C_{ox}} - \frac{Q_I}{C_{ox}}$$

● 物理本质: V_T 是克服材料差异、抵消干扰电荷、平衡耗尽层并建立强反型表面电势所需的栅极电压总和。

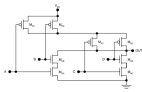
速度饱和 这个暂时没在 PPT 上找到, 先看看吧。

互补网络 ● 架构组成: 由两个相互关联的网络组成:



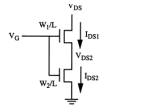
习题解析

课堂练习 主要就是一些判断逻辑以及跟器件强相关的题目, 和模电很像。



- 例题 1: 考虑图中的静态互补 CMOS 逻辑门, 写出它的布尔表达式 (注意化简)。
- 启发意义: 没啥启发意义。

● 解答: 这道题看下拉网络比较好判断逻辑, 答案是 $F = \overline{AB + CD}$ 。



- 例题 2: 计算两个宽长比分别为 W_1/L 和 W_2/L 的串联 NMOS 晶体管的等效宽长比 W/L 。忽略体效应, 阈值电压恒定。
- 启发意义: 单看题目只是一个模集的题, 但是为后面计算串联尺寸系数打下基础。

● 解答: ● 推导前提: 利用线性区电流公式 $I_{DS} = k' \frac{W}{L} [(V_{GS} - V_{T0})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2]$, 基于电流连续性 ($I_{DS1} = I_{DS2}$) 进行推导。

M2 (下管)
$$I_{DS} = k' \frac{W_2}{L} [(V_{GS} - V_{T0})V_{DS2} - \frac{1}{2}V_{DS2}^2]$$

M1 (上管)
$$I_{DS} = k' \frac{W_1}{L} [(V_{GS} - V_{DS2} - V_{T0})(V_{DS} - V_{DS2}) - \frac{1}{2}(V_{DS} - V_{DS2})^2]$$

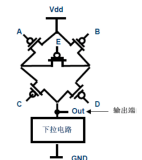
● 代数变换: 展开 M1 方程并提取项, 可发现其包含 M2 的电压项。整理得: $I_{DS} = k' \frac{W_1}{L} [(V_{GS} - V_{T0})V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2 - \frac{I_{DS}}{k' (W_2/L)}]$ 。

● 等效结果: 将 I_{DS} 项移项合并, 对比标准方程可得:
$$\frac{1}{W_{eq}} = \frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2} \quad \text{或} \quad W_{eq} = \frac{W_1 W_2}{W_1 + W_2}$$

● 物理意义与设计指导:

电阻类比	导电电阻 $R_{on} \propto L/W$ 。串联电阻 $R_{eq} = R_1 + R_2$ 对应 $\frac{1}{W_{eq}} = \frac{1}{W_1} + \frac{1}{W_2}$ 。
尺寸补偿	串联会降低驱动能力。若要使两个串联管等效于宽度为 W 的单管, 则每个管子宽度需设为 $2W$ 。

作业题 有一些奇奇怪怪的题, 不知道牢王都从哪找的。



- 作业 1-1: (1) 考虑下图的静态互补 CMOS 逻辑门, 写出布尔表达式 (注意化简), 并画出下拉网络结构; (2) 画出实现 $Y = AB + C(D + E)$ 的静态互补 CMOS 逻辑门电路的晶体管级电路图。
- 启发意义: 这道题的上拉电路给的很怪, 没有办法直接看出逻辑表达式, 需要通过分析通路来推导。

● 第一步: 寻找从 V_{DD} 到 Output 所有可能通路 (PMOS 导通需低电平):

直接路径 路径 1: \overline{AC} ; 路径 2: \overline{BD}
跨桥路径 路径 3: \overline{AED} ; 路径 4: \overline{BEC}
PUN 逻辑 $F = \overline{AC + BD + AED + BEC}$

● 第二步: 推导下拉网络 (PDN) 的导通条件:

设计原理	CMOS 逻辑具有反相特性。PDN 由 NMOS 构成 (高电平导通), 需满足输出为低电平 (Logic 0) 的条件, 即求 \overline{Out} 。
德·摩根变换	对 PUN 表达式整体取反: $\overline{Out} = (\overline{AC + AED + BD + BEC})$
逻辑展开	根据 $\overline{X + Y} = \overline{X} \cdot \overline{Y}$, 得 $\overline{Out} = (\overline{AC}) \cdot (\overline{AED}) \cdot (\overline{BD}) \cdot (\overline{BEC})$
反去号	根据 $\overline{\overline{XY}} = XY$, 得 $\overline{Out} = (A + C)(A + E + D)(B + D)(B + E + C)$

● 代数化简: 通过提取公因式进行重组:	
分组观察	前两项含 A , 后两项含 B 。利用分配律: $(A + C)(A + E + D) = A + C(A + E + D)$
最终嵌套形式	$\overline{Out} = AB + AED + CD + BEC$
电路对应	该表达式直接决定了 PDN 的串并联拓扑结构。

- 作业 1-2: 请分别解释说明体效应、短沟效应、DIBL 对阈值电压影响及原理。
- 启发意义: 一些牢王自己忘记讲的概念
- 解析:

体效应	当 $V_{SB} > 0$ 时, 更多负电荷聚集在栅氧化层下, 增加了耗尽层电荷, 导致 V_T 增加。公式: $V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{V_{SB} + 2\phi_F} - \sqrt{2\phi_F})$ 。源端势垒上升, 需更大栅压克服势垒。
短沟道效应	当 L 减小时, V_{T0} 随之减小。部分栅下区域空穴被漏-衬底 PN 结电场耗尽, 导致 Q_B 下降; 同时 MOS 效应影响区域比例变小, 导致 V_{T0} 下降。
DIBL 效应	漏端感应力降低。 V_{DS} 增加使漏端耗尽区扩大并接近源端, 引起源端势垒降低, 使源区注入电子增加, 导致 V_T 下降。

- 作业 1-3: 请分别解释说明速度饱和、短沟效应、DIBL 对阈值电压的影响及原理。
- 启发意义: 算是弥补上文缺失的速度补偿部分, 牢王应该是又忘讲了。
- 解析: ● 载流子速度: 速度 v 与电场 E 的关系近似为: $v = \frac{\mu_n E}{1 + E/E_c}$ 。

临界电场 E_c 速度饱和发生时的电场。连续性要求: 当 $E = E_c$ 时, $v_{sat} t = \mu_n E_c / 2$ 。
短沟道修正 由于 L 极小, 水平电场大, 很快达到饱和。修正公式: $I_D = k' [(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2] \kappa(V_{DS})$, 其中 $\kappa(V) = \frac{1}{1 + V/(E_c L)} < 1$ 。

● 饱和电压 V_{DSAT} : 由连续性要求解得: $V_{DSAT} = \kappa(V_{GT})V_{GT}$ 。

物理理论 因为 $\kappa(V_{GT}) < 1$, 所以 $V_{DSAT} < V_{GT}$ 。短沟道器件速度饱和的 V_{DSAT} 小于长沟道沟道失断的 V_{DSAT} 。
长沟道特性 当 $E_c \gg V_{GT}/L$ 时, $I_{DSAT} = \frac{1}{2} \frac{W}{L} C_{ox} \mu_n V_{GT}^2$, 电流电压为二次关系。
短沟道特性 当 $E_c \ll V_{GT}/L$ 时, $I_{DSAT} = v_{sat} C_{ox} W V_{GT}$, 电流电压为一次关系。

● 作业 1-4: 如图所示电路, 已知 M1 参数如下 (忽略体效应和沟道长度调制效应):	
电压参数 $V_{T0} = 0.43V, V_{DSAT} = 0.63V$	
工艺常数 $k' = 115 \times 10^{-6} A/V^2, C_{ox} = 6fF/\mu m^2$	
覆盖电容 $C_{gso} = C_{gdo} = 0.31fF/\mu m$	
(1) 当 $V_{in} = 2.5V$ 时, V_{out} 的稳态电压 (记为 V_{OL}) 是多少? M1 管处在什么工作区?	
(2) 如果 V_{in} 从 $0V$ 上升到 $2.5V$, 而 V_{out} 的初始电压等于 $2.5V$, 那么从 I_{in} 端变化开始到 V_{out} 达到稳态这个过程中由 I_{in} 端注入的总净电荷量等于多少?	

● 解答 (1): 采用假设-验证法确定 V_{OL} 与工作区:

假设	M1 工作在线性区, 即满足 $V_{OL} < V_{DSAT} = 0.63V$ 。
方程组	1. 线性区电流公式: $I_{ds} = k' \frac{W}{L} [(V_{in} - V_{T0})V_{OL} - \frac{1}{2}V_{OL}^2]$ 2. 根据分压定律: $I_{ds} \cdot R + V_{OL} = V_{DD}$ (KVL) $V_{DSAT} = V_{in} - V_{T0} = 2.07V, k'W/L = 460\mu A/V^2, R = 8k\Omega$ 。 解得 $V_{OL} \approx 0.31V$ (另一解 $4.37V$ 舍去)。 因 $0.31V < 0.63V$, 假设成立, M1 确实处于线性区。
参数代入 计算结果 验证	

● 解答 (2): 计算注入总净电荷 $\Delta Q = Q_{final} - Q_{initial}$:

初始态 Q_1	$V_{in} = 0V, V_{out} = 2.5V$ (截止区)。 沟道未形成, C_{GCB} 无压差。 $C_{GCS} = 0$, 且 GS 之间也没有压差, $C_{GCD} = 0$, 但是 GD 之间存在电压 $Q_1 = C_{GD} \times (V_G - V_D) = C_{gd0} \times W \times (V_G - V_D) = (0.31 \times 1) \times (0 - 2.5) = -0.775fC$ (这里完全是 PN 结扩散电容) $V_{in} = 2.5V, V_{out} = 0.31V$ (线性区), 沟道形成。 后面的计算留给读者自己完成, 步骤就是: 查表看电容 \rightarrow 看 GS、GD、GB 之间是否有电压 \rightarrow 有电压有电容的地方计算电荷 \rightarrow 累加。 $\Delta Q = 4.97 - (-0.775) = 5.745fC$ 。
稳态 Q_2	
总注入量	

第二章 数字集成电路的速度

MOS 管电容模型

MOS 管的漏电流

逻辑门的静态特性

开关阈值 (对称反相器)

CMOS 逻辑门的延时特性

本征延时、努力延时

逻辑努力 (含义、计算)

关键路径的计算

逻辑路径的延时模型

尺寸优化问题

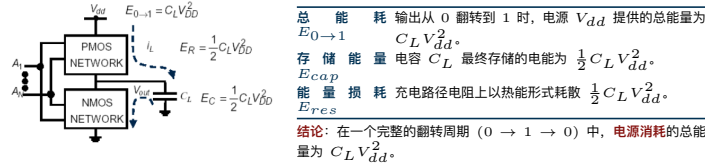
分支努力

第三章 数字集成电路的功耗

动态功耗 CMOS 功耗主要分为两大类:

动态功耗	电路逻辑状态翻转过程中产生的功耗, 分为充放电功耗和短路功耗。
静态功耗	电路处于稳态时, 由漏电流引起的功耗。
动态功耗又可细分为:	
充放电功耗	对负载电容进行充电和放电所消耗的能量。
短路功耗	输入翻转瞬间 PMOS 和 NMOS 同时导通, 形成 V_{dd} 到 GND 的瞬时通路。

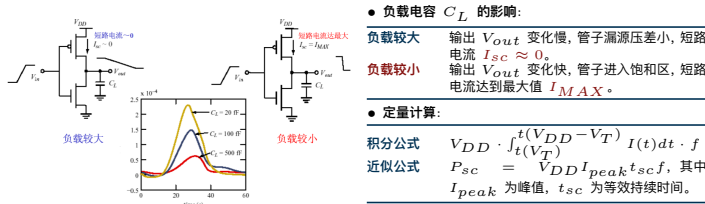
充放电功耗 CMOS 逻辑门的输出端可以等效为一个一阶 RC 电路。 V_{in} 代表逻辑切换, 向负载电容 C_L 充电。



总能耗 输出从 0 翻转到 1 时, 电源 V_{dd} 提供的总能量为 $E_{0 \rightarrow 1} = C_L V_{dd}^2$ 。
存储能量 电容 C_L 最终存储的电能为 $\frac{1}{2} C_L V_{dd}^2$ 。
能量损耗 充电路径电阻上以热能形式耗散 $\frac{1}{2} C_L V_{dd}^2$ 。
结论: 在一个完整的翻转周期 ($0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$) 中, 电源消耗的总能量为 $C_L V_{dd}^2$ 。

充电 ($0 \rightarrow 1$) PMOS 导通, 电源提供能量。一半存于电容, 一半消耗在 PMOS 网络电阻上。
放电 ($1 \rightarrow 0$) NMOS 导通, 电源不供能。电容存储能量全部在 NMOS 网络电阻上消耗。

短路功耗 ● 定义: 输入翻转瞬间, 当 $V_{Tn} < V_{in} < V_{DD} - |V_{Tp}|$ 时, PMOS 和 NMOS 同时导通, 形成 V_{dd} 到 GND 的瞬时通路。



● 核心影响因素:	
翻转速率	与输入/输出 翻转速率 有关。输入斜率越慢, 导通时间 t_{sc} 越长。设计中通常控制短路功耗在总动态功耗的 10%~15%。
器件尺寸	I_{peak} 与 W/L 成正比。 增加逻辑门驱动强度 (增大尺寸) 会直接导致短路功耗上升。

逻辑门的能耗	能耗与功耗:
能耗	从电源取得的总能量
全摆幅	$E_{0 \rightarrow 1} = C_L V_{dd}^2$
周期	一个翻转周期 $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$

开关活性	动态功耗的核心统计学指标:
定义	开关活性 $\alpha_{0 \rightarrow 1}$ (翻转概率) 指逻辑门在一个时钟周期内发生 $0 \rightarrow 1$ 翻转的概率 。
计算公式	$\alpha_{0 \rightarrow 1} = p_0 \cdot p_1$, 其中 p_0, p_1 分别为输出为 0 和 1 的概率。
静态门分布	对于 N 输入逻辑门, $\alpha_{0 \rightarrow 1} = \frac{N_0}{2^N} \cdot \frac{N_1}{2^N}$, 其中 N_0, N_1 为输出 0 和 1 的状态数。

● 等效电容:	$C_{EFF} = \alpha_{0 \rightarrow 1} C_L$, 则动态功耗 $P = C_{EFF} V_{dd}^2 f_{0 \rightarrow 1}$ 。
● 实例计算:	计算 $\alpha_{0 \rightarrow 1}$ (假设输入信号为 1 的概率均为 1/2):
● 示例 1-2 输入 NOR:	● 示例 2-2 输入 XOR:
真值表	仅 $A = B = 0$ 时输出为 1
概率	$p_1 = 1/4, p_0 = 3/4$
翻转率	$\alpha_{0 \rightarrow 1} = 3/4 \times 1/4 = 3/16$
真值表	$A \neq B$ 时输出为 1
概率	$p_1 = 1/2, p_0 = 1/2$
翻转率	$\alpha_{0 \rightarrow 1} = 1/2 \times 1/2 = 1/4$

● 常用逻辑门翻转概率:	
AND 门	输出为 1 的概率 $p_1 = P_{APB}$, 则 $\alpha_{0 \rightarrow 1} = (1 - P_{APB}) P_{APB}$
OR 门	输出为 1 的概率 $p_1 = 1 - (1 - P_A)(1 - P_B)$, 则 $\alpha_{0 \rightarrow 1} = (1 - p_1) p_1$
XOR 门	输出为 1 的概率 $p_1 = P_A(1 - P_B) + P_B(1 - P_A)$, 则 $\alpha_{0 \rightarrow 1} = (1 - p_1) p_1$

信号间的相关性	当电路中存在 重聚扇出 结构时, 逻辑门输入端信号不再相互独立。
无重聚扇出	信号 B, C 独立, $P(B = 1, C = 1) = P(B = 1)P(C = 1)$, 概率可直接相乘。
有重聚扇出	信号 B, C 源自同一信号 A , 受逻辑约束 (如 $P(B = 1, C = 1) = 0$)。
没有重聚扇出的逻辑电路	具有重聚扇出的逻辑电路
● 结论:	简单概率乘法不再适用, 需利用 条件概率 建模或使用 CAD 工具进行仿真分析。

影响静态功耗的因素	● 定义: 电路在稳态 (无信号翻转) 下, 由 静态漏电流 引起的功耗。
亚阈值漏电 I_{SUB}	占比最大 。即使 $V_{GS} < V_T$, 源漏间仍存在由载流子扩散运动形成的微弱电流。
栅极漏电 I_{GS}, I_{GD}	电栅氧化层极薄, 载流子通过 量子隧穿 效应穿过绝缘层形成的电流。
结泄漏电流 I_{LEAK}	源/漏扩散区与衬底间 PN 结反偏电流, 包含 带间隧穿 (BTBT) 成分。
● 核心影响因素:	阈值电压 V_T (指数级影响, 后面的效应也都是影响这个因素)、 温度 、 电源电压 V_{DD} 。

体效应	● 定义: 又称 衬偏调制效应 。当源极电位高于衬底电位 (V_{SB} 上升) 时, 耗尽层电荷增加, 导致开启晶体管所需的阈值电压 V_T 上升。
计算公式	$V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{V_{SB}} + 2\phi_F) - \sqrt{ 2\phi_F }$
参数说明	γ 为衬偏效应系数, 与氧化层电容 C_{ox} 和衬底掺杂浓度 N_A 有关。
结论	在堆叠结构中, 由于 $V_x > 0$ 导致 $V_{SB} > 0$, 使 V_T 增大 , 从而有效减小漏电流。

DIBL 效应	● 定义: 漏端感应势垒降低效应 。当 V_{DS} 较高时, 漏端电场渗透至源端降低势垒高度, 导致电子易注入沟道, 从而降低阈值电压。
公式	$V'_{T0} = V_{T0} - \eta V_{DS}$, 即 V_{DS} 越大, 有效 V_T 越低, 漏电流越大。
堆叠关联	堆叠结构上方管 V_{DS} 减小 ($V_{DD} \rightarrow V_{DD} - V_x$), 使 V_T 保持较高, 抑制漏电。
严重后果	若 V_{DS} 过大可能发生 源漏穿通 (Punch-through) , 电流不再受栅压控制。

高阈值器件位置	阈值电压高的晶体管放在外层 (远离输出端) , 其它堆叠管的源端电位更高。
堆叠效应 (降低静态功耗的手段)	● 定义: 当两个或多个晶体管串联 (堆叠) 且同时截止时, 其总漏电流显著小于单管截止时的漏电流。
● 物理模型:	在堆叠结构中, 中间节点 x 会由微小漏电流充电达到稳态电压 $V_x > 0$ 。 亚阈值电流公式:

$$I = I_{ds0} e^{\frac{V_{gs} - V_{th}}{n k T / q}} (1 - e^{-\frac{V_{ds}}{k T / q}})$$

● 核心物理机制:	负 V_{GS} 对于上管 $M1$, $V_{GS1} = 0 - V_x = -V_x$ 。由于亚阈值电流随 V_{GS} 呈指数下降, 负的栅源电压极大地抑制了漏电流。
体效应	源极电位 V_T 升高, 导致 $V_{SB} > 0$ 。根据体效应, $M1$ 的阈值电压 V_{T1} 升高, 进一步减小漏电流。
DIBL 减弱	漏源电压 $V_{DS1} = V_{DD} - V_x$ 减小, 削弱了漏势垒降低效应 (DIBL), 使 V_T 相对保持在较高水平。

习题解析	
课堂练习	● 例题 1: 当逻辑门电容以外 部负载电容 为主时, 尺寸放大 2 倍以减小延时, 其平均功耗变为 2 倍 , 一次翻转能耗变为 1 倍 。
能耗分析	一次翻转能耗 $E = \frac{1}{2} C_{total} V_{DD}^2$ 。因 C_{load} 占据主导且保持不变, $C_{total} \approx C_{load}$, 故 单次翻转做功总量不变 。
功耗分析	平均功耗 $P \propto I$, 尺寸放大 2 倍使驱动电流 I 变为 2 倍, 单位时间内从电源汲取的能量 (功率) 随之变为 2 倍。
延时分析	传播延时 $t_p \propto C_{total} V_{DD}$ 。由于 C_{total} 近似不变而 I 翻倍, 延时 t_p 缩小为原来的 1/2。
PDP 验证	$PDP = P_{avg} \times t_p = (2P) \times (0.5t_p) = E$ 。功耗延时积 (即能耗) 在尺寸放大后保持一致。

● 例题 2: 已知 $C_{ext}/C_{g1} = 4$, 调节 V_{DD} 使总延时 $D \leq D(f = 1, V_{DD_nom})$, 求 $f = 1.2$ 与 $f = 1.4$ 谁的最优能耗更低?	
● 延时计算分析:	
延时模型	单级延时 $d = p + g \cdot h$, 反相器 $p = 1, g = 1$
第一级	负载 $f C_{g1}$, 输入 $C_{g1} \Rightarrow h_1 = f, d_1 = 1 + f$
第二级	负载 $4 C_{g1}$, 输入 $f C_{g1} \Rightarrow h_2 = 4/f, d_2 = 1 + 4/f$

延时模型	总延时 $D = d_1 + d_2 = (1 + f) + (1 + 4/f) = 2 + f + 4/f$ (单位 t_p)
基准约束	$f = 1$ 时, $D_0 = 2 + 1 + 4 = 7 t_p$, 此为设计必须满足的延时光限
延时计算	$D(1.2) = 2 + 1.2 + 3.33 = 6.53 t_p$; $D(1.4) = 2 + 1.4 + 2.86 = 6.26 t_p$

● 电压缩放原理:	延时 $t_p \propto \frac{V_{DD}}{(V_{DD} - V_t)^\alpha}$, 降低 V_{DD} 会使电路变慢; 能耗 $E \propto C V_{DD}^2$, 降低 V_{DD} 显著降低能耗。
● 优化策略:	若电路速度快于设计要求, 可通过 降低 V_{DD} 牺牲速度冗余来换取能耗下降 。
● 分析:	由于 $D(1.4) = 6.26$ 且 $D(1.2) = 6.53$, 两者均小于基准 $D_0 = 7$ 。 $f = 1.4$ 方案的速度冗余更大, 意味着其电源电压 V_{DD} 具有更大的下降空间。
● 结论:	$f = 1.4$ 的 最优能耗更低 。根据 $E \propto V_{DD}^2$, 允许电压降幅越大, 最终能耗越小。

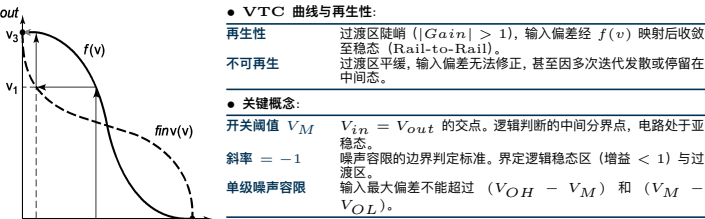
作业题	
第四章 数字集成电路的鲁棒性	
信号完整性	● 定义: 信号在传播过程中保持原始形状的能力。本质是研究 数字信号的模拟特性 (即电压或电流随时间变化的波形物理退化)。
幅度	电压 电平是否足够高 (逻辑 1) 或足够低 (逻辑 0), 防止因衰减导致识别错误。
时序	信号边缘跳变是否在预定窗口内到达, 防止延迟或抖动导致时序违例。

● 判定标准:	信号必须以 要求的时序和要求的电压幅度 到达接收端。
● 工程目标:	研究电路在存在噪声的情况下如何保持正确的功能。
噪声模型	● 数学模型: $\bar{V}_{no}^2 = f(V_{ni}^2) + g(V_{gate}^2)$ 。

输入噪声	前一级的输出噪声成为当前级输入。
电路噪声	包含电源噪声和耦合噪声 (如串扰等)。
输出噪声	上述所有噪声在输出端的总和。
● 信号再生:	为防止噪声在多级传输中累积淹没信号, 数字电路必须具备将受扰动的信号恢复至标准电平的能力。

信号再生	● 信号再生性: 当第一级输入偏离额定电平时, 后面各级仍能恢复其正确值。
● 反相器链:	观察 $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \dots$ 的瞬态响应:
输入 V_0	波形质量差, 边缘缓慢且电平有偏差。
中间 V_1	波形反相, 但仍存在畸变。
恢复 V_2	波形变得陡峭, 电平接近理想值。
● 再生性 (Regenerative):	
定义	当第一级输入偏离额定电平时, 后面各级仍能恢复其正确值。
本质	具备 去噪 与 阈值判决 能力, 将输出拉回标准 V_{DD} 或 GND 。

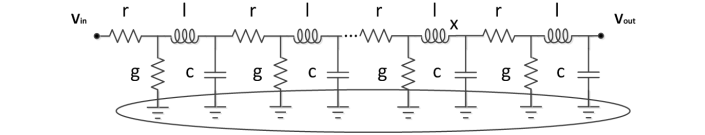
噪声容限	
开关阈值与单级噪声容限	● 物理意义: 若噪声使输入进入高增益过渡区, 输出将产生逻辑错误。 V_{IH} 需高于 V_M 一定程度, V_{IL} 需低于 V_M 一定程度。



第五章 互连线与互联技术	
互连线模型	互连线的电气特性建模, 重点在于从物理结构到电路模型的抽象, 以及对 寄生电容 特别是 对地电容 的精确计算。

● 分布参数模型:	基于物理结构抽象出的电路模型。
寄生电阻 R	代表 导线自身电阻 。由于有限电导率和横截面积, 电流流过时产生压降和功耗。
寄生电感 L	代表 导线自感 。 高频 下变化的电流产生磁场并感应出电动势, 影响信号完整性 (低频常忽略)。
寄生电容 C	分为两类: 1. 对地/衬底电容 : 导线与底部半导体衬底 (GND) 间形成的电容。 2. 线间电容 : 相邻导线间因电位差形成的耦合电容 (Coupling)。

互连线的寄生效应	下图展示了互连线在物理上最完整的电气模型, 称为 传输线模型 。
-----------------	---



寄生电容	寄生电容主要包括对地电容和线间电容:

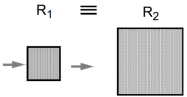
● 对地电容	单根导线与下方衬底 (交流地) 间的电容。
平行板模型	假设仅存在垂直均匀电场。 $C_{pp} = (\epsilon_{di}/t_{di}) W L$ 其中 L, W 为长宽, t_{di} 为绝缘层厚度。
边缘电容	考虑导线厚度 H , 侧壁发出的边缘场形成的附加电容 C_{fringe}^* 。
总对地电容	$C_{wire} = C_{pp} + C_{fringe}^*$
● 几何比例影响:	大 W/H 时 C_{pp} 主导; 小 W/H (窄高导线) 时边缘场效应显著, C_{fringe}^* 占主要部分。
● “三明治”结构模型:	关注 Layer n 的中间导线 (受害线) 及其周围物理环境:

垂直环境	Layer $n + 1$ (上层金属板/布线层) 与 Layer $n - 1$ (下层金属板/衬底)。
水平环境	Layer n 同层左右两侧的相邻导线。

● 电容分量分解:	受害导线 (Victim Wire) 的寄生电容可分解为:
底板电容 C_{bot}	导线底面与下层间的平行板电容, 主要由介质厚度 t_1 决定。
顶板电容 C_{top}	导线顶面与上层间的平行板电容, 主要由介质厚度 t_2 决定。
侧壁电容 C_{adj}	与同层左右相邻导线间的耦合电容, 由间距 S 和导线厚度 h 决定。

● 总对地电容计算:	前提: 若周围导线均连接至固定电位 (即视为交流地)。
计算公式	$C_{total} = C_{top} + C_{bot} + 2 \times C_{adj}$
设计意义	定义了该节点驱动的总容性负载, 对计算互连线延时和功耗至关重要。

寄生电阻	● 物理电阻公式: 基于电阻定律: $R = \frac{\rho L}{A} = \frac{\rho}{h} \frac{L}{W}$ 。其中 ρ 为电阻率, H 为导线厚度, W 为宽度, L 为长度。
● 方块电阻:	在集成电路中, 厚度 H 由工艺固定。定义 $R_{\square} = \rho/H$ (单位: Ω/\square)。

	<div> <div>计算公式</div> <div> $R = R_{\square} \frac{L}{W}$ </div> </div> <div> <div>几何意义</div> <div>电阻值仅取决于长宽比。只要 $L = W$，无论绝对尺寸大小，电阻均等于 R_{\square}。</div> </div> <div> <div>计算规则</div> <div>导线总电阻 = 串联的方块数 \times 材料方块电阻值。</div> </div>
---	--

- 典型材料特性**：反映了不同层导电性能的巨大差异：

金属 (Al, Cu)	0.05Ω/□，极低，适合长距离信号传输。
多晶硅 (Poly)	10 ~ 15Ω/□。较高，常用于短距离连接或栅极。
扩散区 (Diff)	20 ~ 30Ω/□。最高，主要存在于有源区。

接触电阻（了解即可）

- 定义：层与层之间的电气连接（接触孔和通孔）引入的额外电阻。

物理结构设计原则	多层金属或金属与半导体间的垂直连接。 应尽可能减少接触孔和通孔的数量 ，以降低压降和信号延迟。
----------	---

- 尺寸与电阻关系**:

基本规律	接触电阻与接触面积成反比。理论上增大尺寸可减小电阻。
物理局限	受限于 电流聚集效应 ，单纯增大单个孔径效率较低。

- 电流聚集效应**:

现象描述	电流从高导电率层流入高导电率层时，流线分布不均匀。
分布特征	电流集中在接触孔的 周边 ，中心区域电流密度极小。
后果	中心面积未被充分利用，大尺寸接触孔的电阻效率很低。

- 工程解决方案**:

核心结论	采用多个小尺寸接触孔并联 以减小接触电阻。
原理解析	利用并联电阻公式 $R_{total} = R/n$ 降低总阻值，并通过增加总周边长度减轻聚集效应，使电流分布更均匀。

寄生电感

- 计算原理**：利用电磁场理论中电感与电容的内在物理联系，通过已知的电容参数来推导电感参数。

L-C 耦合关系
对于处于均匀介质中的传输线，单位长度电容 c 与电感 l 满足：

参数解析	$cl = \epsilon \mu$
物理意义	ϵ 为介电常数， μ 为磁导率。
	在均匀介质中， 一旦计算出寄生电容 c，即可直接推导出寄生电感 l ，无需进行复杂的磁场分布计算。

- 电磁波传播速度**：信号（电磁波）在互连线中的传播速度 v 由 l 和 c 决定：

基础公式	$v = 1/\sqrt{lc}$
介质参数表示	$v = 1/\sqrt{\epsilon\mu}$
相对参数表示	$v = c_0/\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$ ，其中 c_0 为真空光速， ϵ_r 为相对介电常数， μ_r 为相对磁导率。
核心结论	互连线中的信号传播速度主要受 周围绝缘介质的材料特性 (ϵ_r) 限制。

- 忽略电感的前提**：集成电路芯片内部导线寄生电感通常极小，可忽略。

物理机制建模简化	在低速或高阻抗电路中， R 和 C 效应占主导，感抗 $j\omega L$ 远小于电阻 R 。 通常将导线建模为 RC 电路而不是 RLC 电路。
----------	--

- 考虑电感的必要条件**：必须引入电感建模的两个关键条件：

低电阻	使用铜 (Cu) 等低电阻率金属且导线截面较大，使电阻 R 降低，感抗占比提升。
高开关频率	感抗 $X_L = 2\pi fL$ 与频率成正比。高频下即使 L 很小，感抗也会显著影响性能。

- 寄生电感引发的电路现象**：高频电路中由电感主导的负面效应：

振荡	RLC 电路二阶跃响应特征。若阻尼不足，电压会在稳定值附近振荡摆动。
过冲	伴随振荡产生，电压瞬间超过 V_{DD} 或低于 GND ，可能导致击穿或误触发。
信号反射	高频下视为传输线，若特性阻抗 $Z_0 = \sqrt{L/C}$ 与端点不匹配，信号在终端反射。
线间互感	相邻导线间的磁场耦合产生感应电动势（互感），是产生串扰的磁性分量（对应容性串扰）。

- Elmore 延时**：工程近似方法。通用公式: $\tau_{DN} = \sum_{i=1}^N C_i (\sum_{j=1}^i R_j)$ ，即各节点电容与其到源端路径电阻之积的加权和。

- 均匀线推导**：将 L 分为 N 段，每段 $r\Delta L, c\Delta L$ 。取 $N \rightarrow \infty$ 极限，求和系数 $\frac{N(N+1)}{2N^2} \rightarrow \frac{1}{2}$ 。

集总模型

- 适用条件**：**导线很短**，其自身寄生电阻 r 远小于驱动门的输出电阻，且高频电感 l 在高频下的阻抗可忽略。



物理特性	导线可被视为一个 等电位体 （理想导线）。
延时计算	$\tau = RC = rcL^2$
参数说明	r, c : 单位长度的电阻和电容
模型简化	整根导线被简化为一个 单一 的 集总电容 ，作为驱动门的负载电容。

<div> <div>曲线分析</div> <div>图中曲线代表导线不同位置 x 的电压响应：</div> </div> <div> <div>$x = L/10$</div> <div>响应极快，上升沿陡峭，波形接近输入阶跃信号。</div> </div> <div> <div>中间位置</div> <div>响应最慢，上升沿变得非常平缓，延迟最大。</div> </div> <div> <div>随着距离 x 的增加，波形的上升时间显著变长。</div> </div>	<div> <div>物理特性分析</div> <div></div> </div> <div> <div>扩散效应</div> <div>由于分布电阻和电容的存在，信号能量被“分摊”。高频分量（对应陡峭上升沿）衰减比低频分量快。</div> </div> <div> <div>信号延迟</div> <div>信号到达末端不仅幅值上升缓慢，且存在明显的传输延时。</div> </div>
---	---

阶跃响应对比（集总 vs 分布）
量化集总模型和分布模型在响应速度上的差异：

传播延时 t_p （50%）
集总: $t_p = 0.69RC$

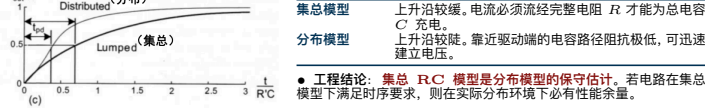
分布: $t_p \approx 0.38RC$

时间常数 τ （63%）
集总: $\tau = 1RC$

分布: $\tau = 0.5RC$

上升时间 t_r （10%~90%）
集总: $t_r = 2.2RC$

分布: $t_r = 0.9RC$



考虑驱动器内阻的分布模型
实际的 CMOS 反相器或逻辑门是有输出电阻的：

<div> <div>电路模型</div> <div>驱动器建模为理想电压源串联内阻 R_s。</div> </div> <div> <div>电阻叠加</div> <div>首个节点充电路径包含 R_s，即 $R_1 = R_s + r\Delta l$。</div> </div> <div> <div>Elmore 延</div> <div>后续所有节点路径均包含 R_s。</div> </div> <div> <div>时</div> <div>将 R_s 影响与导线自隔离分离: $\tau_D = R_s C_w + \frac{RC}{2} = R_s(cL) + \frac{rcL^2}{2}$。</div> </div>	<div> <div>波形分析</div> <div>上升沿较缓。电流必须流经完整电阻 R 才能为总电容 C 充电。</div> </div> <div> <div>分布模型</div> <div>上升沿较陡。靠近驱动端的电容路径阻抗极低，可迅速建立电压。</div> </div>
<div> <div>工程结论</div> <div>集总 RC 模型是分布模型的保守估计。若电路在集总模型下满足时序要求，则在实际分布环境下必有性能余量。</div> </div>	

- 传播延时 t_p ：结合集总与分布特性的系数修正，将时间常数转化为 50% 延时：

- 计算公式：

$$t_p = \underbrace{0.69R_s \cdot cL}_{\text{逻辑门延时}} + \underbrace{0.38rcL^2}_{\text{互连线延时}}$$

长导线的延时优化

方法一：插入中继器
为简化分析，假设中继器（反相器或缓冲器）是理想的

物理原理	将长度为 L 的长导线等分为 M 段，段间插入中继器以 打破 L^2 延时增长 。
分段策略	长导线变为 M 个独立段，每段长度为 L/M 。

延时推导	$t_{p,total} = (t_{p,wire} + t_{p,buf}) \times M$ 。
延时计算	$t_{p,total} = 0.38rcL^2/M + Mt_{p,buf}$ 。
参数说明	$t_{p,wire} = 0.38rc(L/M)^2$, $t_{p,buf}$ 为 中继器固有延时 。

- 优化结论**：选取最优 M 可使总延时由 L^2 增长转变为与 L **线性增长**。
- 延时总公式**:

$$t_p = M[0.38rc(L/M)^2 + t_{p,buf}] = \boxed{0.38rcL^2/M + Mt_{p,buf}}$$

- 最优解计算 (M_{opt})**：寻找总延时最小的段数：

求导推导	令 $\frac{dt_p}{dM} = 0$ ，得最优段数 $M = L\sqrt{0.38rc/t_{pbuf}}$ 。
设计依据	分段数取决于导线物理参数 (r, c) 和中继器速度 (t_{pbuf})。

- 优化特性**:

线性化	经过优化，总延时 $t_{p,opt}$ 与总长度 L 呈 线性关系 。
性能指标	$t_{p,opt} \propto \sqrt{t_{pwire}t_{pbuf}}$ ，成功打破了 L^2 的限制。

插入中继器（考虑负载）
将理想模型修正为包含输出电阻 R_d 、输入电容 C_d 及尺寸因子 s 的实际模型。

驱动电阻	$R_{drv} = R_d/s$ ，尺寸 s 越大，驱动电阻越小。
负载电容	$C_{gate} = sC_d$ ，尺寸 s 越大，下一级门电容负载越大。
自负载因子	$\gamma = C_p/C_g$ ，反映中继器自身寄生电容比例。

- 延时分解**：总延时 t_p 由驱动器延时、负载充电延时及导线分布延时组成：

- 公式**: $t_p = M[0.69 \frac{R_d}{s} (s\gamma C_d + \frac{C}{M} + sC_d) + 0.69 \frac{\gamma L}{M} (sC_d) + 0.38rc(\frac{L}{M})^2]$

- 双重优化**：同时优化分段数 M 与尺寸 s 以达到阻抗匹配：

最优尺寸	$s_{opt} = \sqrt{R_d c / r C_d}$ ，平衡驱动能力与负载效应。
最小延时	$t_{p,min} = (1.38 + 1.02\sqrt{\gamma + 1}) L \sqrt{R_d C_d r c}$
核心结论	经过优化，长导线总延时与长度 L 呈 线性正比 ，消除了 L^2 效应。

第六章 组合逻辑

静态互补 CMOS 逻辑

有比逻辑

传输门逻辑

CPL 逻辑

动态逻辑

串联动态门

动态逻辑的速度和功耗

第七章 时序逻辑

双稳态原理

锁存器

主从边沿触发寄存器

时钟偏差和时钟抖动

第八章 加法器

二进制加法器

进位选择加法器

进位旁路加法器

超前进位加法器

第九章 乘法器

二进制乘法器（有、无符号

部分即产生（部分积压缩、Booth 编码）

部分积累加

逐位进位阵列乘法器

进位保留乘法器

最终相加

第十章 移位器

移位器设计

- 移位种类**：三种常见的数字逻辑移位操作：

逻辑移位	空位统一填充 0，常用于无符号数乘除（左移 $\times 2$ ，右移 $\div 2$ ）或位操作。
算术移位	针对带符号数，右移需进行 符号扩展 （MSB 保持不变，空位补符号位）；左移通常低位补 0，需注意溢出。
循环移位	数据视为环形，移出的位置重新填入另一端空位，不丢失信息。

漏斗型移位器
只介绍了移位的实现方法，并未介绍其具体电路结构。

2N-1	N-1	0	<div> <div>核心架构</div> <div>通过构建宽窗口统一处理逻辑、算术和循环移位。</div> </div>
B	C		
offset + N-1	offset		
		Y	<div> <div>基本原理</div> <div>构建一个 $2N - 1$ 到 0 的宽数据输入域（总位宽 $2N$），输出 Y 为其中的 N 位滑动窗口。</div> </div>
			<div> <div>输入构成</div> <div>由两个 N 位向量 B（高位 $2N - 1 \dots N$）和 C（低位 $N - 1 \dots 0$）拼接而成。</div> </div>
			<div> <div>偏移量</div> <div>决定输出窗口起始位置，输出 Y 对应输入域的 $[offset + N - 1 : offset]$ 区间。</div> </div>

- 操作映射表**：设定原始 N 位数据为 A ，移位量为 k ：

Table 10.10	Funnel shifter operation			
Shift Type	B	C	Offset	
Logical Right	0...0	$A_{N-1} \dots A_0$	k	
Logical Left	$A_{N-1} \dots A_0$	0...0	$N-k$	
Arithmetic Right	$A_{N-1} \dots A_{N-1}$ (sign extension)	$A_{N-1} \dots A_0$	k	
Arithmetic Left	$A_{N-1} \dots A_0$	0	$N-k$	
Rotate Right	$A_{N-1} \dots A_0$	$A_{N-1} \dots A_0$	k	
Rotate Left	$A_{N-1} \dots A_0$	$A_{N-1} \dots A_0$	$N-k$	

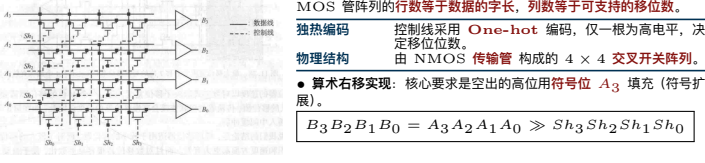
逻辑右移	配置 $B = 0, C = A, \text{Offset} = k$ 。高位滑入 B 区的 0，实现高位补 0。
逻辑左移	配置 $B = A, C = 0, \text{Offset} = N - k$ 。从高位“回退”截取，低位引入 C 中的 0。
算术右移	配置 $B = A_{N-1} \dots A_{N-1}$ （符号位）， $C = A, \text{Offset} = k$ 。高位填充符号位。
算术左移	配置 $B = A, C = 0, \text{Offset} = N - k$ 。通路同逻辑左移，区别在于溢出判断。
循环右移	配置 $B = A, C = A, \text{Offset} = k$ 。[A, A] 结构使移出的低位在高位出现。
循环左移	配置 $B = A, C = A, \text{Offset} = N - k$ 。利用偏移量实现反向的循环移动。

- 核心逻辑**：漏斗移位器本质是“截取”结构，通过调整 B, C 内容与 $N - k$ 偏移量将左移转化为右移截取。
- 一位左右移位** 这个感觉像是学生根据自己学习传输管逻辑的理解设计出来的，从设计的角度来看稍显稚嫩，了解即可。

<div> <div>Right</div> <div>Left</div> </div> <div> <div>nop</div> <div></div> </div> <div> <div>A_i</div> <div>A_{i-1}</div> </div> <div> <div>B_i</div> <div>B_{i-1}</div> </div> <div> <div>Bit-Slice i</div> <div>Bit-Slice i-1</div> </div>	<div> <div>输入/输出</div> <div>A_i, A_{i-1} 为输入, B_i, B_{i-1} 为输出。</div> </div> <div> <div>控制信号</div> <div>Right, nop, Left，三者在同一时刻应当互斥，以避免信号竞争。</div> </div> <div> <div>Bit-Slice</div> <div>模块化设计，通过重复堆叠 N 次该模块实现 N 位移位，本质是相邻位间的数据路由。</div> </div>
<div> <div>工作模式</div> <div></div> </div> <div> <div>右移 (Right)</div> <div>Right=1, $A_i \rightarrow B_{i-1}$。高位数据流向低位。</div> </div> <div> <div>左移 (Left)</div> <div>Left=1, $A_{i-1} \rightarrow B_i$。低位数据流向高位。</div> </div> <div> <div>保持 (nop)</div> <div>nop=1, $A_i \rightarrow B_i$。数据位置不发生改变。</div> </div>	

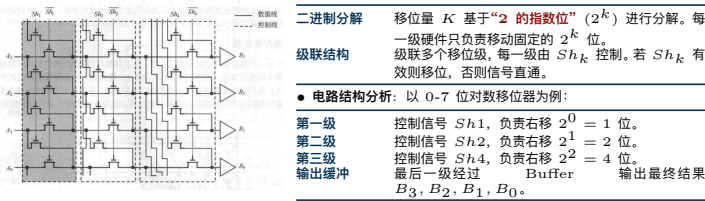
- 输出缓冲**：NMOS 传输管逻辑存在高电平阈值损失（输出最高为 $V_{DD} - V_{th}$ ），需接缓冲器进行**电平恢复**并提供驱动能力。

桶型移位器 ● 系统架构： 定义输入 A ($A_3 \dots A_0$), 输出 B ($B_3 \dots B_0$), 控制信号 Sh ($Sh_0 \dots Sh_3$)。信号最多通过一个传输门，理论上移位延时不依赖于移位器的大小和移位位数。



Sh_0 (不移位)	$A_3 \rightarrow B_3, A_2 \rightarrow B_2, A_1 \rightarrow B_1, A_0 \rightarrow B_0。$
Sh_1 (右移 1 位)	$A_3 \rightarrow B_2, A_2 \rightarrow B_1, A_1 \rightarrow B_0, \text{ 且 } B_3 = A_3。$
Sh_2 (右移 2 位)	$A_3 \rightarrow B_1, A_2 \rightarrow B_0, \text{ 且 } B_3 = B_2 = A_3。$
Sh_3 (右移 3 位)	$A_3 \rightarrow B_0, \text{ 且 } B_3 = B_2 = B_1 = A_3。$

对数移位器 ● 核心理念设计：采用**分级控制**，将总移位值分解为二进制权重的组合。



● **移位范围**：对于 N 位数据，通常级联 $\log_2 N$ 级。图中三级结构支持最大 $1 + 2 + 4 = 7$ 位的移位量，适用于大范围移位场景。

对数移位器原理与特性 ● **单元逻辑**：本质为并行的 **2 选 1 多路复用器 (2-to-1 MUX)**。

结构	每一级节点由两个 NMOS 传输管组成：一个负责直通路径，一个负责移位路径。
控制逻辑	每一级根据二进制控制位决定是“直传”还是“跳跃” 2^k 位。

● **性能分析与设计权衡**：

速度特性	延迟与移位宽度 M 呈 对数关系 ，即具有 $\log_2 M$ 级延迟。
RC 延时	信号必须穿过每一级传输管，串联电阻导致 RC 延时随级数累积。
优化手段	在级与级之间插入 中间缓冲器 (Buffer) ，以打断长 RC 链并恢复信号驱动能力。
控制编码	无需译码器。控制信号直接对应二进制权值（如移位 3 位即 $Sh_1 = 1, Sh_2 = 1, Sh_4 = 0$ ）。

● **适用场景对比**：

桶型移位器	适用于 较小位宽 ，仅一级传输管延迟，速度极快，但面积代价随位宽增加迅速上升。
对数移位器	适用于 大位宽 （如 64 位以上）。结构易于参数化和 EDA 自动生成，面积效率更高。

习题解析

作业题 ● 作业 6-2：画出一个支持循环右移的 4-bit 桶型移位器的电路结构图

这里牢王应该是让这个移位器只支持循环移位，桶型移位器就像 Mask ROM 一样，说好就改不了了。

第十一章 MOS 存储器

MOS 存储器分类

存储器结构

存储体

地址译码器

读写控制及输入输出电路

Mask ROM

SRAM

DRAM

第十二章 Verilog 硬件设计

组合逻辑

时序逻辑

状态机 ● **基本组成**：状态机由三个核心模块构成：

次态逻辑	组合逻辑 模块。负责根据“输入”和“现态”计算出下一个时钟周期应该跳转到的“次态”。
时序逻辑	存储模块 （通常由 DFF 构成）。负责存储“现态”，在时钟边沿到来时，将“次态”更新为新的“现态”。
输出逻辑	组合逻辑 模块。负责产生系统的最终“输出”。



● **摩尔型 (Moore) 状态机**：输出仅取决于**现态**。

信号流向 输入信号与反馈的“现态”共同决定“次态”，“时序逻辑”在时钟驱动下更新“现态”。

核心特征 **输出逻辑的输入**仅来自于寄存器的输出 Q 端（即现态）。

同步特性 输出严格同步于状态变化。输入信号的改变必须先触发状态翻转，才能传递至输出。

工程意义 输出通常比输入滞后一个周期，但具有良好的**抗毛刺 (Glitch)** 能力。

● **米里型 (Mealy) 状态机**：输出由**现态与输入**共同决定。

信号流向 次态逻辑与时序逻辑部分与 Moore 型基本一致。

关键特征 输出逻辑模块同时接收来自寄存器的“现态”与直接来自外部的“输入”信号。

响应特性 输出可对输入变化做出**异步响应**。在同一时钟周期内，输入改变输出即可随之改变，无需等待时钟边沿。

工程对比 实现相同功能时状态数通常更少，响应速度更快；但输入端的噪声或毛刺容易直接传递至输出端。

状态机设计描述方式 ● **核心理念**：根据现态 (CS)、次态 (NS) 和输出逻辑 (OL) 在 **always** 块中的分配，分为三种经典描述方式：

● **1. 三段式 (Three-process)**：将三个逻辑环节完全解耦，与硬件框图一一对应。

现态 (CS)	时序逻辑 always 块，由时钟驱动更新新状态寄存器。
次态 (NS)	组合逻辑 always 块，根据输入和 CS 计算 NS 。
输出逻辑 (OL)	独立组合逻辑 always 块，描述输出信号。
优点	结构最清晰，可读性最高，利于综合工具进行时序分析和优化。

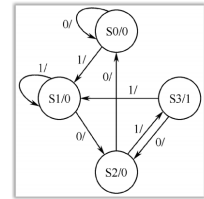
● **2. 两段式 (Two-process)**：将逻辑环节进行合并，是工业界常用的写法。

策略一：(CS+NS) + (OL)	第一个过程块描述现态更新与次态计算；第二个描述输出。
策略二：(CS) + (NS+OL)	第一个过程块描述寄存器更新；第二个合并次态与输出逻辑。
特性	明确分离了时序逻辑与组合逻辑，但需注意复杂 OL 可能导致关键路径过长。

● **3. 一段式 (Single-process)**：将 CS, NS, OL 全部放入同一个时序 **always** 块中。

实现方式	通常基于时钟边沿触发，代码量最少，结构简洁。
输出特性	输出信号被综合为 寄存器输出 (Registered Output)，天然无毛刺。
局限性	输出信号会比状态变化 滞后一个时钟周期 ；复杂 Mealy 机描述臃肿。

三段式状态机 这里放一个基于三段式描述的有限状态机 (FSM) 设计实例，具体功能为“101 序列检测器”。



● **状态转移图分析**：该设计为 **Moore 型** 状态机，输出 z 仅取决于当前状态（节点内标记为 S_n/z ）。

$S_0/0$	初始状态 (Idle)，表示未检测到有效序列。
$S_1/0$	检测到了“1”，即序列的第一位。
$S_2/0$	检测到了“10”，即序列的前两位。
$S_3/1$	检测到了“101”，序列匹配成功，输出 $z = 1$ 。

● **转移逻辑 (重叠检测)**：

从 S_0	输入 1 $\rightarrow S_1$ ；输入 0 $\rightarrow S_0$ 。
从 S_1	输入 0 $\rightarrow S_2$ ；输入 1 $\rightarrow S_1$ (最新的“1”可作为新序列开头)。
从 S_2	输入 1 $\rightarrow S_3$ ；输入 0 $\rightarrow S_0$ (序列中断，需重新检测)。
从 S_3	输入 1 $\rightarrow S_1$ ；输入 0 $\rightarrow S_2$ (最后的“1”或“10”作为下一序列前缀)。