

实验二 逻辑门的速度和延时优化

一、实验要求

设置 NAND 门尺寸，了解最差情况下的输入模式及延时，掌握负载与驱动确定如何得到最小延时。

二、实验目的

- 1、了解 NAND 门的搭建方法；
- 2、了解延迟的定义及计算方法；
- 3、掌握如何得到最小延时。

三、实验内容

1、NAND4 晶体管尺寸与最差延时分析

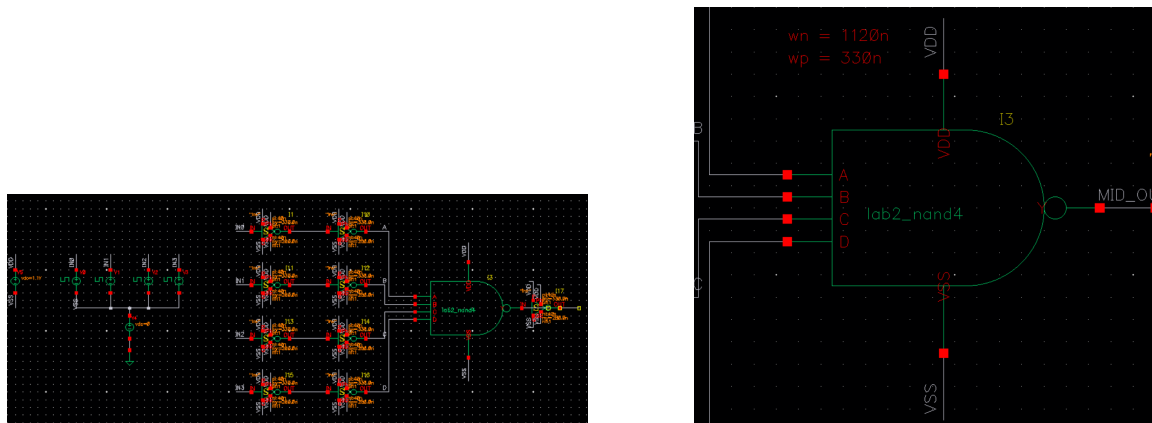
确定一个四输入 NAND 门的晶体管尺寸，使其驱动能力与单位反相器近似相等。单位反相器尺寸为：PMOS $W = 330\text{ nm}$, $L = 40\text{ nm}$ ；NMOS $W = 280\text{ nm}$, $L = 40\text{ nm}$ 。由于门延迟取决于输入模式，需找到最差情况下的输入模式并测量最差延时，并说明原因。参考书 P159-P163。

2、AND8 最优延时设计与测量

设计一个 8 输入 AND 门，使其在已知负载和驱动条件下延时最小。测量方式为：分别测量输入模式 (1111 1111 \rightarrow 1111 1110) 的延迟 D_1 ，以及 (1111 1110 \rightarrow 1111 1111) 的延迟 D_2 ，加权平均得到 $D = 0.5D_1 + 0.5D_2$ 。AND8 的驱动为单位反相器，输出负载为单位反相器的 64 倍。实验后需给出电路图、尺寸及电路选型方法。参考书 P164-P169。

四、实验步骤

1. NAND4 最差情况延时



(a) 实验测试电路图

(b) NAND4 参数设置

图 1: NAND4 测试电路与参数设置

为了使复杂逻辑门的驱动能力与单位反相器匹配，我们需要依据等效电阻匹配原则进行尺寸缩放：

PMOS 网络设计 (上拉网络)

最坏情况分析：在最坏情况下 (只有一个 PMOS 导通), 其等效电阻应等于单位反相器中单个 PMOS 的电阻。

$$W_{p,\text{NAND4}} = 1 \times W_{p,\text{unit}} \quad (1)$$

NMOS 网络设计 (下拉网络)

电阻叠加原理：串联会导致总电阻增加。为了使 4 个串联 NMOS 的总等效电阻等于单位反相器中 1 个 NMOS 的电阻, 必须将每个 NMOS 的导通电阻减小为原来的 1/4。

$$W_{n,\text{NAND4}} = 4 \times W_{n,\text{unit}} \quad (2)$$

详细计算过程

A. PMOS

根据并联结构特性, 保持单位宽度不变:

$$\begin{aligned}
W_{p,\text{NAND4}} &= 1 \times 330\text{nm} \\
&= \mathbf{330\text{nm}}
\end{aligned}
\tag{3}$$

B. NMOS

根据串联结构特性, 宽度需放大 4 倍:

$$\begin{aligned}
W_{n,\text{NAND4}} &= 4 \times 280\text{nm} \\
&= \mathbf{1120\text{nm}}
\end{aligned}
\tag{4}$$

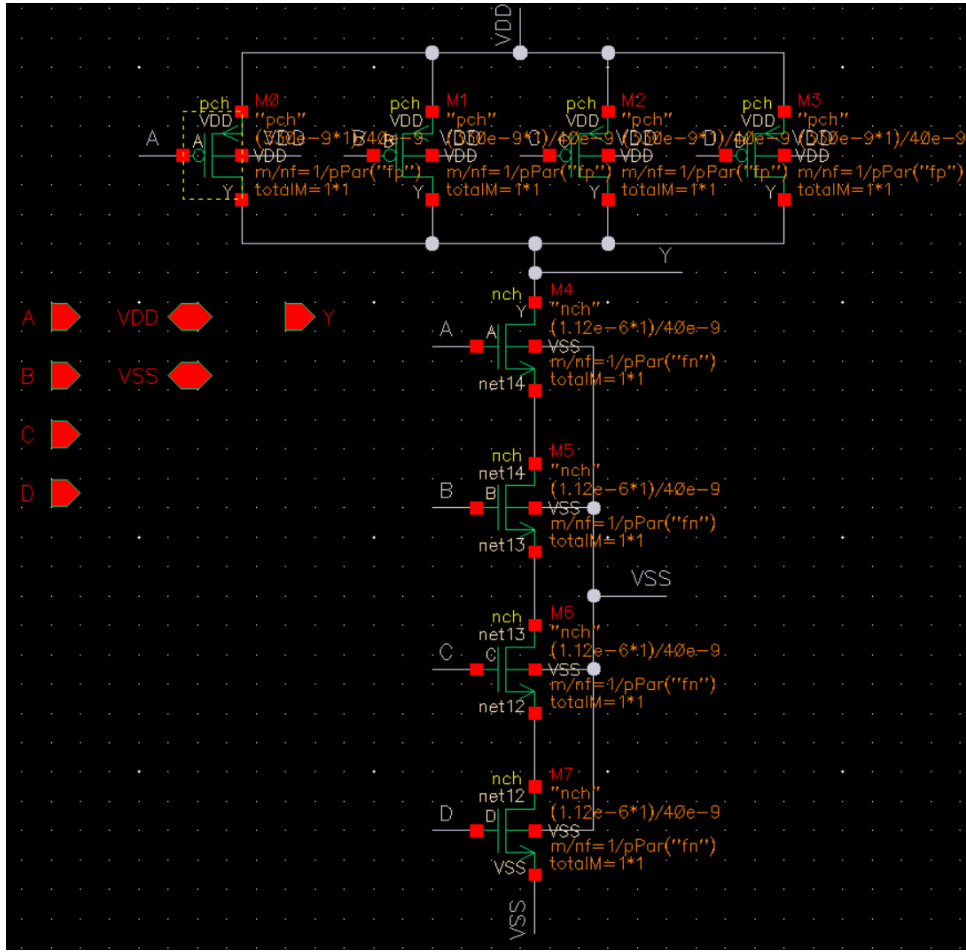


图 2: NAND4 内部结构

如图 2所示, 输入端口为 A, B, C, D, 其中 A 为最靠近输出端 (Top) 的输入, D 为最靠近地电位 (Bottom) 的输入。

最差延时分析

1. 最差下降延时 (t_{pHL}):

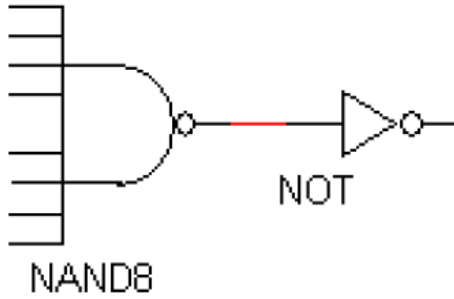
- 输入模式：A, B, C = 1, D: 0 → 1
- 原因：此时所有 NMOS 已导通，内部节点电容已充电至高电位。D 导通后，需同时放电负载电容 C_L 和所有内部节点寄生电容，导致 t_{pHL} 最大。

2. 最差上升延时 (t_{pLH}):

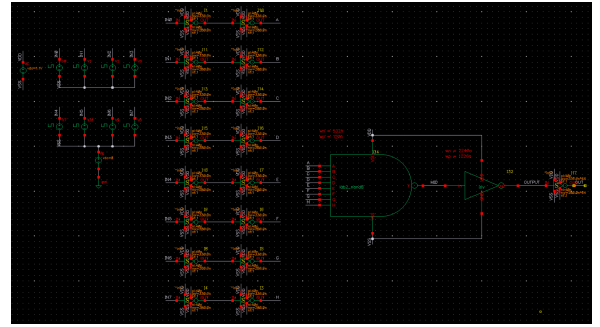
- 输入模式：A, B, C = 1, D: 1 → 0
- 原因：D 变为 0 时，PMOS 导通，需同时充电 C_L 及所有导通 NMOS 的内部节点电容，等效负载最大， t_{pLH} 最大。

2. AND8 最优延时设计

(1) NAND8 + INV 方案



(a) 原理图



(b) 测试电路图

图 3: NAND8 原理图与测试电路

基于单位反相器尺寸 (PMOS = 330 nm, NMOS = 280 nm, $C_{unit} \approx 610$ nm), 计算路径参数如下:

1、逻辑努力 G (Path Logical Effort):

$$G = g_{NAND8} \times g_{INV} = \frac{8+2}{3} \times 1 = \frac{10}{3} \quad (5)$$

2、电气努力 F (Path Electrical Effort):

$$F = \frac{C_{load}}{C_{in}} = \frac{64 C_{unit}}{1 C_{unit}} = 64 \quad (6)$$

3、分支努力 B (Branching Effort): 无分支, 故 $B = 1$ 。

4、路径总努力 H (Path Effort):

$$H = G \times B \times F = \frac{10}{3} \times 1 \times 64 = \frac{640}{3} \approx 213.33 \quad (7)$$

5、最优级努力 h (Optimal Stage Effort):

$$h = \sqrt[N]{H} = \sqrt[2]{213.33} \approx 14.6 \quad (8)$$

我们采用反向推导法，计算各级门的输入电容系数 S （相对于单位反相器）及晶体管物理宽度 W 。

3.1 第二级：反相器 (INV)

输入电容系数 S_{INV} :

$$S_{INV} = \frac{g_{INV} \times C_{load}}{h} = \frac{1 \times 64}{14.6} \approx 4.38 \quad (9)$$

晶体管宽度 ($W = S \times W_{unit}$):

$$W_p = 4.38 \times 330 \text{ nm} \approx \mathbf{1.45 \mu m}$$

$$W_n = 4.38 \times 280 \text{ nm} \approx \mathbf{1.23 \mu m}$$

3.2 第一级：8 输入与非门 (NAND8)

输入电容系数 S_{NAND8} :

$$S_{NAND8} = \frac{g_{NAND8} \times S_{INV}}{h} = \frac{(10/3) \times 4.38}{14.6} \approx \mathbf{1.0} \quad (10)$$

晶体管宽度分配：总宽预算 610 nm，按等效电阻匹配原则分配：

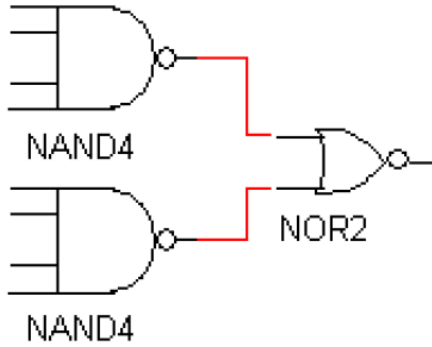
权重：NMOS 串联需 8 倍强度 ($8 \times 280 = 2240$)，PMOS 并联需 1 倍强度 ($1 \times 330 = 330$)。

$$W_n = 610 \text{ nm} \times \frac{2240}{2240 + 330} \approx \mathbf{532 \text{ nm}}$$

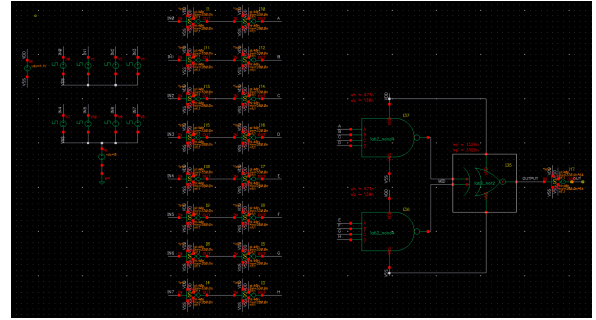
$$W_p = 610 \text{ nm} \times \frac{330}{2240 + 330} \approx \mathbf{78 \text{ nm}}$$

(注：78 nm 小于工艺 DRC 最小值，则取工艺允许最小值 120 nm)

(2) NAND4-NOR2 方案



(a) 原理图



(b) 测试电路图

图 4: 原理图与测试电路

路径参数提取

- 路径逻辑努力 G :

$$\text{第一级 (NAND4): } g_1 = \frac{4 + 2}{3} = 2$$

$$\text{第二级 (NOR2): } g_2 = \frac{2 \times 2 + 1}{3} = \frac{5}{3} \approx 1.67$$

$$\text{总逻辑努力: } G = g_1 \times g_2 = 2 \times \frac{5}{3} = \frac{10}{3}$$

- 路径电气努力 F :

$$F = \frac{C_{\text{load}}}{C_{\text{in}}} = \frac{64}{1} = 64$$

- 路径分支努力 B : 无分支结构, 故 $B = 1$ 。

- 路径总努力 H :

$$H = G \times B \times F = \frac{10}{3} \times 1 \times 64 = \frac{640}{3} \approx 213.33$$

最优级努力计算

为使路径延时最小, 各级努力应相等:

$$h = \sqrt[N]{H} = \sqrt[2]{213.33} \approx 14.6$$

我们采用反向推导法, 计算各级门的尺寸系数 S ($S = C_{\text{in}}/C_{\text{unit}}$) 及晶体管物理宽度。

第二级：2 输入或非门 (NOR2)

输入电容系数：

$$S_{\text{NOR2}} = \frac{g_{\text{NOR2}} \times C_{\text{load}}}{h} = \frac{(5/3) \times 64}{14.6} \approx \mathbf{7.31} \quad (11)$$

即总宽度预算为 $7.31 \times 610 \text{ nm} \approx 4460 \text{ nm}$ 。

晶体管宽度分配：NOR2 结构为 PMOS 串联（2 管），NMOS 并联（2 管）。

- 权重：PMOS 需加倍（ $2 \times 330 = 660$ ），NMOS 保持单位（ $1 \times 280 = 280$ ）。
- PMOS: $W_p = 4460 \times \frac{660}{660+280} \approx \mathbf{3.13 \mu m}$
- NMOS: $W_n = 4460 \times \frac{280}{660+280} \approx \mathbf{1.33 \mu m}$

第一级：4 输入与非门 (NAND4)

输入电容系数：

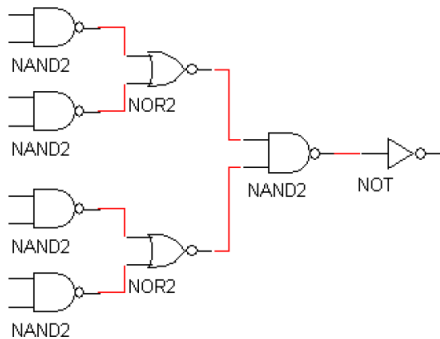
$$S_{\text{NAND4}} = \frac{g_{\text{NAND4}} \times S_{\text{NOR2}}}{h} = \frac{2 \times 7.31}{14.6} \approx \mathbf{1.0} \quad (12)$$

即总宽度预算为 $1.0 \times 610 \text{ nm} = 610 \text{ nm}$ 。

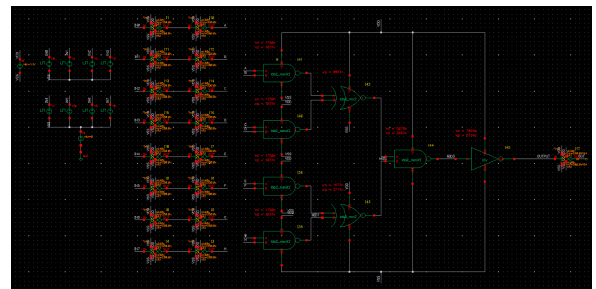
晶体管宽度分配：NAND4 结构为 NMOS 串联（4 管），PMOS 并联（4 管）。

- 权重：NMOS 需四倍（ $4 \times 280 = 1120$ ），PMOS 保持单位（ $1 \times 330 = 330$ ）。
- NMOS: $W_n = 610 \times \frac{1120}{1120+330} \approx \mathbf{471 \text{ nm}}$
- PMOS: $W_p = 610 \times \frac{330}{1120+330} \approx \mathbf{139 \text{ nm}}$

(3) NAND2-NOR2-NAND2-INV 方案



(a) 原理图



(b) 测试电路图

图 5: 原理图与测试电路

路径参数提取

- 路径逻辑努力 G (Path Logical Effort):

$$\text{第一级 (NAND2): } g_1 = \frac{2+2}{3} = \frac{4}{3}$$

$$\text{第二级 (NOR2): } g_2 = \frac{2 \times 2 + 1}{3} = \frac{5}{3}$$

$$\text{第三级 (NAND2): } g_3 = \frac{4}{3}$$

$$\text{第四级 (INV): } g_4 = 1$$

$$\text{总逻辑努力: } G = g_1 \times g_2 \times g_3 \times g_4 = \frac{4}{3} \times \frac{5}{3} \times \frac{4}{3} \times 1 = \frac{80}{27} \approx 2.96$$

- 路径电气努力 F (Path Electrical Effort):

$$F = \frac{C_{\text{load}}}{C_{\text{in}}} = \frac{64}{1} = 64$$

- 路径总努力 H (Path Effort):

$$H = G \times B \times F = \frac{80}{27} \times 1 \times 64 \approx 189.63$$

最优级努力计算

为使路径延时最小，各级努力应相等 ($N = 4$):

$$h = \sqrt[4]{H} = \sqrt[4]{189.63} \approx 3.71$$

我们采用反向推导法，计算各级门的尺寸系数 S ($S = C_{\text{in}}/C_{\text{unit}}$) 及晶体管物理宽度。

第 4 级：反相器 (INV)

输入电容系数:

$$S_4 = \frac{g_4 \times C_{\text{load}}}{h} = \frac{1 \times 64}{3.71} \approx \mathbf{17.25} \quad (13)$$

晶体管宽度:

$$W_p = 17.25 \times 330 \text{ nm} \approx \mathbf{5.69 \mu\text{m}}$$

$$W_n = 17.25 \times 280 \text{ nm} \approx \mathbf{4.83 \mu\text{m}}$$

第 3 级：2 输入与非门 (NAND2)

输入电容系数:

$$S_3 = \frac{g_3 \times S_4}{h} = \frac{(4/3) \times 17.25}{3.71} \approx \mathbf{6.20} \quad (14)$$

晶体管总宽度:

$$W_{\text{tot}} = 6.20 \times 610 \text{ nm} \approx 3782 \text{ nm}$$

NAND2 权重分配 (NMOS:PMOS = 2:1):

$$W_n = 3782 \times \frac{2}{3} \approx \mathbf{2.52 \mu m}$$
$$W_p = 3782 \times \frac{1}{3} \approx \mathbf{1.26 \mu m}$$

第 2 级: 2 输入或非门 (NOR2)

输入电容系数:

$$S_2 = \frac{g_2 \times S_3}{h} = \frac{(5/3) \times 6.20}{3.71} \approx \mathbf{2.79} \quad (15)$$

晶体管总宽度:

$$W_{\text{tot}} = 2.79 \times 610 \text{ nm} \approx 1702 \text{ nm}$$

NOR2 权重分配 (PMOS:NMOS = 2:1):

$$W_p = 1702 \times \frac{2}{3} \approx \mathbf{1.13 \mu m}$$
$$W_n = 1702 \times \frac{1}{3} \approx \mathbf{567 \text{ nm}}$$

第 1 级: 2 输入与非门 (NAND2)

输入电容系数:

$$S_1 = \frac{g_1 \times S_2}{h} = \frac{(4/3) \times 2.79}{3.71} \approx \mathbf{1.0} \quad (16)$$

(验证: 满足输入约束 $C_{in} = 1$)

晶体管总宽度:

$$W_{\text{tot}} = 610 \text{ nm}$$

NAND2 权重分配 (NMOS:PMOS = 2:1):

$$W_n = 610 \times \frac{2}{3} \approx \mathbf{406 \text{ nm}}$$
$$W_p = 610 \times \frac{1}{3} \approx \mathbf{203 \text{ nm}}$$

两级反相器链 (基准电路) 设计计算

为评估 8 输入逻辑电路的延时代价, 构建一组等效驱动能力的纯反相器链作为对照基准:

- 电路拓扑: INV (第一级) \rightarrow INV (第二级)
- 基准参数: 单位反相器 $W_p = 330 \text{ nm}$, $W_n = 280 \text{ nm}$, 输入电容 $C_{\text{unit}} \approx 610 \text{ nm}$

- 控制变量：

- 输入电容： $C_{\text{in}} = 8 C_{\text{unit}}$ （与 NAND8 实验保持一致，确保前级驱动负载相同）

- 输出负载： $C_{\text{load}} = 64 C_{\text{unit}}$ （保持一致）

1. 逻辑努力参数计算

1. 路径参数提取

路径逻辑努力 G ： $g_1 = g_2 = 1$

$$G = g_1 \times g_2 = 1 \times 1 = 1$$

路径电气努力 F ： $F = \frac{C_{\text{load}}}{C_{\text{in}}} = \frac{64}{8} = 8$

路径总努力 H ： $H = G \times B \times F = 1 \times 1 \times 8 = 8$

2. 最优级努力计算

$$h = \sqrt[N]{H} = \sqrt[2]{8} \approx 2.83$$

3. 晶体管尺寸计算

3.1. 第一级：反相器 (INV1)

输入电容系数 $S_1 = 8.0$

$$W_p = 8.0 \times 330 \text{ nm} = \mathbf{2.64 \mu m}$$

$$W_n = 8.0 \times 280 \text{ nm} = \mathbf{2.24 \mu m}$$

3.2. 第二级：反相器 (INV2)

$$S_2 = \frac{g_2 \times C_{\text{load}}}{h} = \frac{1 \times 64}{2.83} \approx \mathbf{22.6}$$

$$W_p = 22.6 \times 330 \text{ nm} \approx \mathbf{7.46 \mu m}$$

$$W_n = 22.6 \times 280 \text{ nm} \approx \mathbf{6.33 \mu m}$$

五、实验结果

1. NAND4 最差情况延时

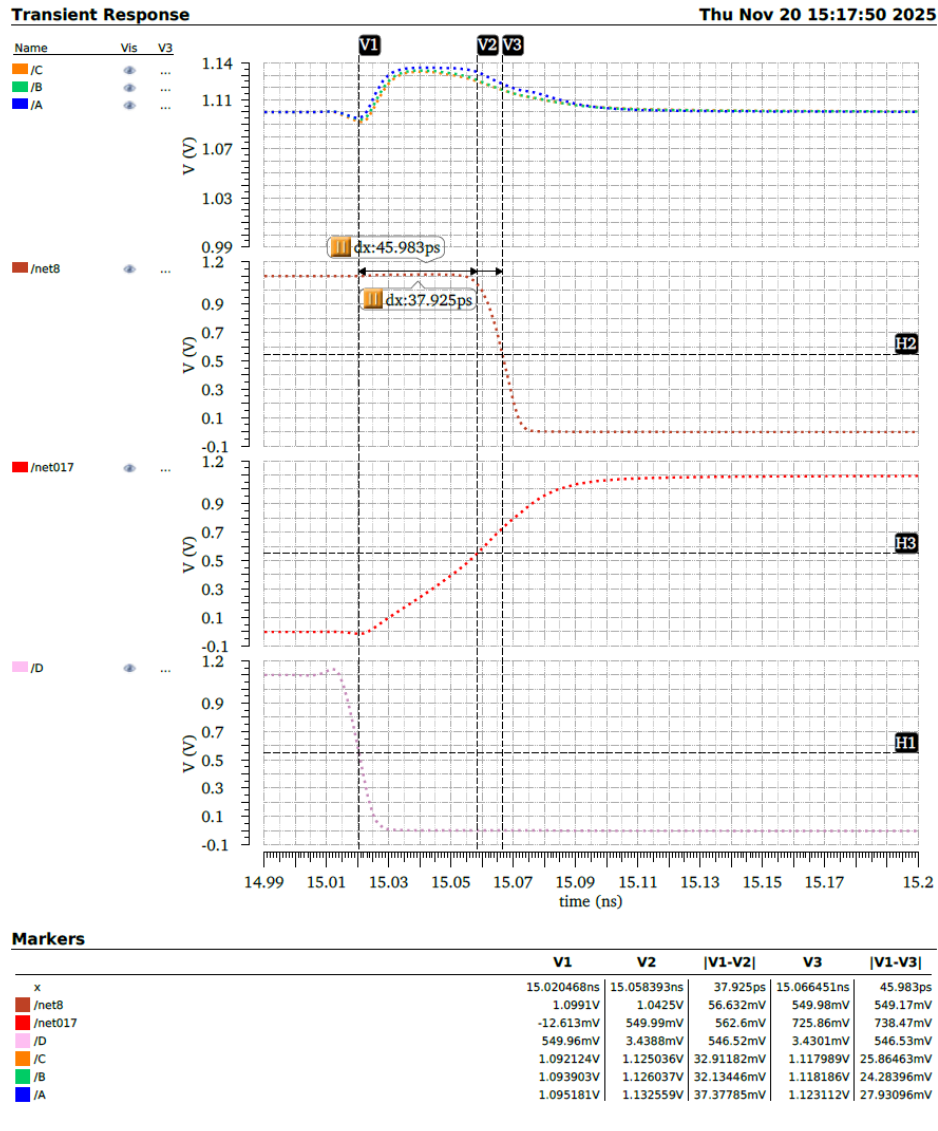


图 6: NAND4 最差情况延时测试结果

基于波形图中的 Marker 测量数据如下：

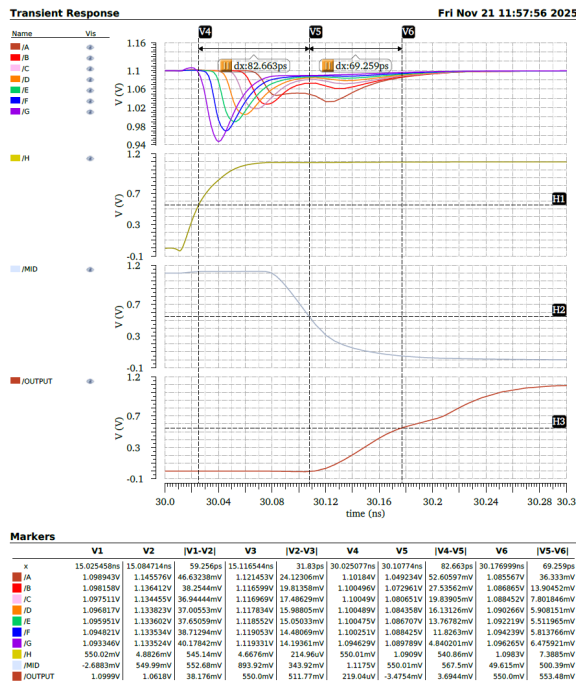
- 输入翻转时刻 (V_1)：输入信号 /D 下降至 $50\%V_{DD}$ 的时刻为 **15.020 ns**。
- 输出翻转时刻 (V_2)：输出信号 /net017 上升至 $50\%V_{DD}$ 的时刻为 **15.058 ns**。
- 传播延时 (t_{pLH}) 测量值：

$$t_{pLH} = |V_2 - V_1| = 37.925 \text{ ps}$$

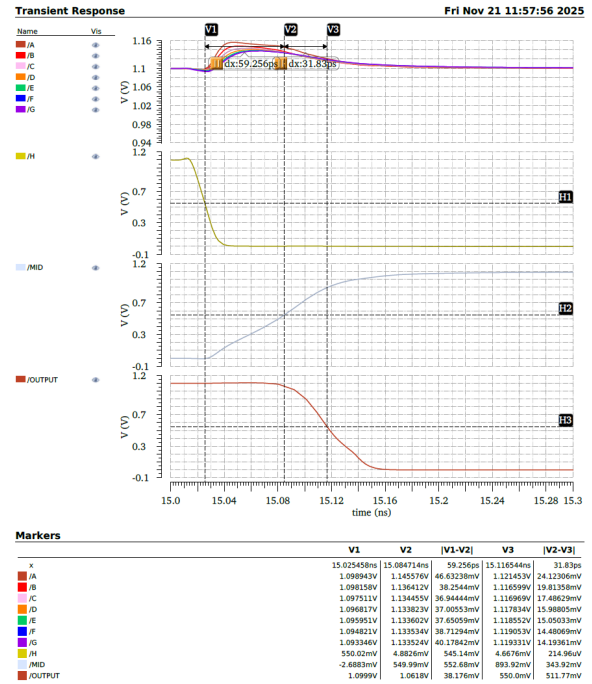
最差情况验证：本次测量模拟了 t_{pLH} 的最差情况。当底部输入 D 从 1 变为 0 时，上方串联的 NMOS 管（A, B, C）仍处于导通状态。此时，PMOS 网络的上拉路径不仅需要驱动外部负载电容，还必须同时对所有导通的 NMOS 内部节点寄生电容进行充电。波形图清晰地展示了这一充电过程，证实了该输入模式确为上升延时的最严苛条件。

2. AND8 最优延时设计

(1) NAND8 - INV 方案



(a) NAND8-INV 最差情况上升延时测试结果



(b) NAND8-INV 最差情况下降延时测试结果

图 7: NAND8 + INV 最优延时测试结果

根据瞬态仿真波形图，在最差输入模式（输入 H 翻转）下的延时测量数据如下：

- **下降传播延时 (D_1 / t_{pHL}):**
测试条件：输入 /H 由高变低 ($1 \rightarrow 0$)，输出 /OUTPUT 随之由高变低。
测量数据： $|V_2 - V_1| = \mathbf{91.086 ps}$ 。
- **上升传播延时 (D_2 / t_{pLH}):**
测试条件：输入 /H 由低变高 ($0 \rightarrow 1$)，输出 /OUTPUT 随之由低变高。
测量数据： $|V_5 - V_4| = \mathbf{151.922 ps}$ 。

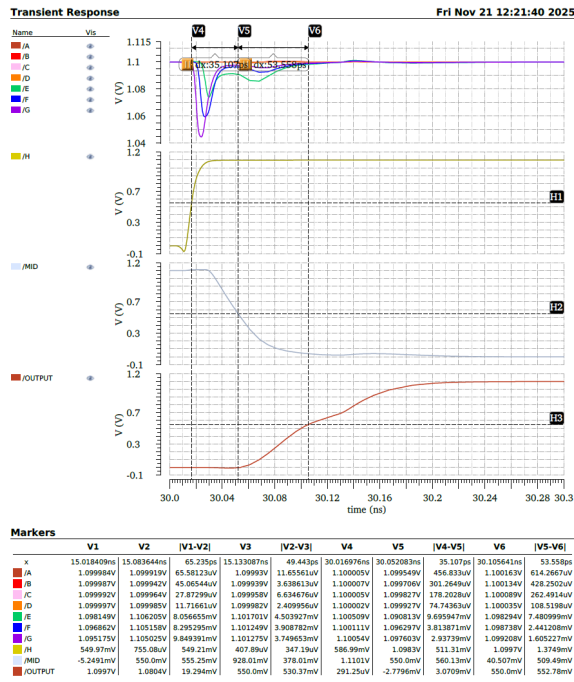
平均延时计算 根据实验要求的加权平均公式：

$$D_{avg} = 0.5 \times D_1 + 0.5 \times D_2$$

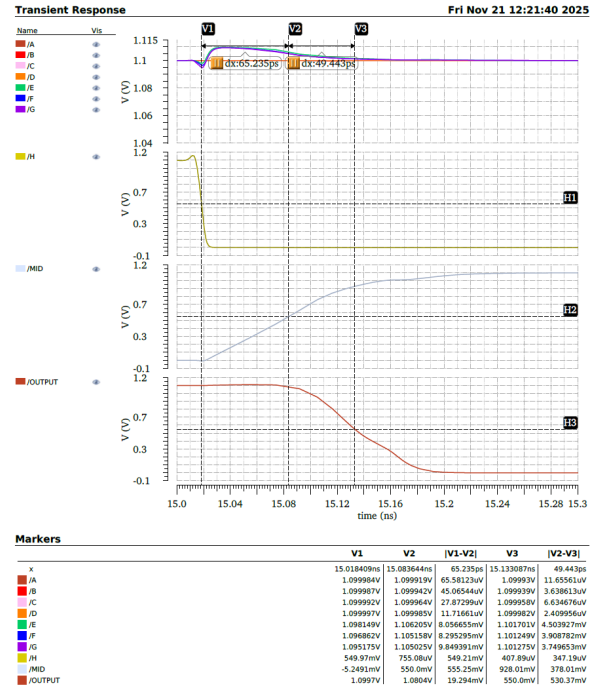
$$= 0.5 \times 91.086 \text{ ps} + 0.5 \times 151.922 \text{ ps}$$

$$\approx 121.504 \text{ ps}$$

(2) NAND4 - NOR2 方案



(a) NAND4 - NOR2 最差情况上升延时测试结果



(b) NAND4 - NOR2 最差情况下降延时测试结果

图 8: NAND4 - NOR2 最优延时测试结果

根据瞬态仿真波形图，在最差输入模式（输入 H 翻转）下的延时测量数据如下：

- 下降传播延时 (D_1 / t_{pHL}):
测试条件：输入 /H 由高变低 ($1 \rightarrow 0$)，输出 /OUTPUT 随之由高变低。
测量数据： $|V_2 - V_1| = 114.678 \text{ ps}$ 。
- 上升传播延时 (D_2 / t_{pLH}):
测试条件：输入 /H 由低变高 ($0 \rightarrow 1$)，输出 /OUTPUT 随之由低变高。
测量数据： $|V_5 - V_4| = 88.665 \text{ ps}$ 。

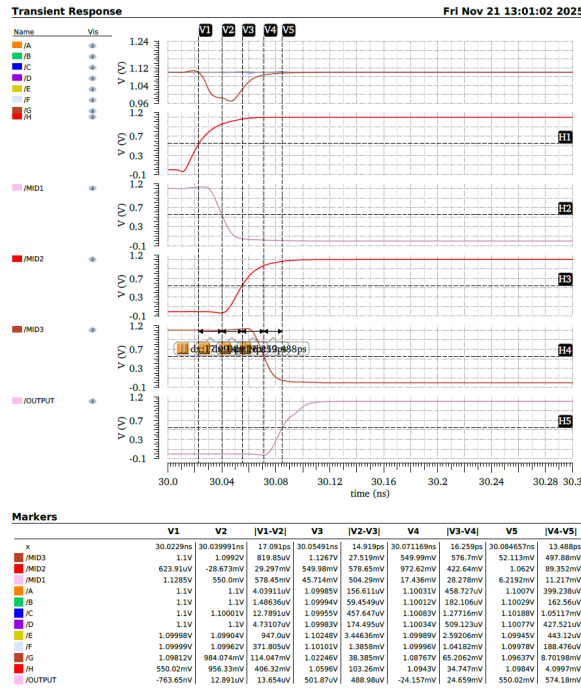
平均延时计算 根据实验要求的加权平均公式：

$$D_{avg} = 0.5 \times D_1 + 0.5 \times D_2$$

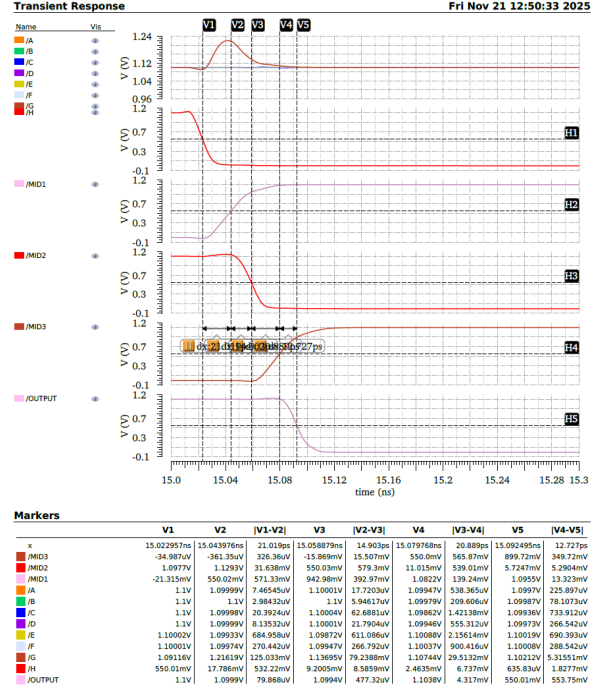
$$= 0.5 \times 114.678 \text{ ps} + 0.5 \times 88.665 \text{ ps}$$

$$\approx 101.672 \text{ ps}$$

(3) NAND2-NOR2-NAND2-INV 方案



(a) NAND2-NOR2-NAND2-INV 最差情况上升延测试结果



(b) NAND2-NOR2-NAND2-INV 最差情况下降延测试结果

图 9: NAND2-NOR2-NAND2-INV 最优延时测试结果

根据瞬态仿真波形图，在最差输入模式（输入 H 翻转）下的延时测量数据如下：

- 下降传播延时 (D_1 / t_{pHL}):
测试条件：输入 /H 由高变低 ($1 \rightarrow 0$)，输出 /OUTPUT 随之由高变低。
测量数据： $|V_2 - V_1| = 69.538 \text{ ps}$ 。
- 上升传播延时 (D_2 / t_{pLH}):
测试条件：输入 /H 由低变高 ($0 \rightarrow 1$)，输出 /OUTPUT 随之由低变高。
测量数据： $|V_5 - V_4| = 61.757 \text{ ps}$ 。

平均延时计算 根据实验要求的加权平均公式：

$$\begin{aligned} D_{\text{avg}} &= 0.5 \times D_1 + 0.5 \times D_2 \\ &= 0.5 \times 69.538 \text{ ps} + 0.5 \times 61.757 \text{ ps} \\ &\approx \mathbf{64.648 \text{ ps}} \end{aligned}$$

六、总结

1. 实验数据汇总

本次实验针对 8 输入 AND 逻辑功能，在相同的输入负载 ($C_{in} = 8C_{unit}$) 和输出负载 ($C_{load} = 64C_{unit}$) 条件下，对比了三种不同拓扑结构的延时性能。实验测量数据汇总如下表所示：

表 1: 三种 AND8 实现方案的延时性能对比

电路拓扑方案	下降延时 D_1 (ps)	上升延时 D_2 (ps)	平均延时 D_{avg} (ps)
NAND8 + INV	91.086	151.922	121.504
NAND4 + NOR2	114.678	88.665	101.672
NAND2-NOR2-NAND2-INV	69.538	61.757	64.648

2. 实验分析与结论

- 大扇入 (High Fan-in) 的代价：**方案 (1) 虽然逻辑级数最少 ($N = 2$)，但其第一级 NAND8 存在 8 个串联的 NMOS 管。根据 Elmore 延时模型，串联堆叠高度的增加不仅线性增加了通道电阻，更引入了巨大的内部节点寄生电容。这导致该门的逻辑努力 g 和寄生延时 p 均非常大，且单级努力 $h \approx 14.6$ 远超理论最优值 4，因此总延时表现最差。
- 多级逻辑分解与级努力优化：**方案 (3) 将复杂的 8 输入逻辑分解为 NAND2-NOR2-NAND2-INV 的四级结构。尽管级数增加 ($N = 4$)，但每一级逻辑门的晶体管串联数量仅为 2，显著降低了单级的逻辑努力。计算表明，该方案的级努力 $h \approx 3.71$ 非常接近理论上的延时最优甜点 ($h = 4$)。
- 结论：**实验数据显示，方案 (3) 的平均延时 (64.65 ps) 相比方案 (1) (121.50 ps) 降低了约 **47%**。这证明了在驱动大负载 ($F = 64$) 的场景下，单纯减少逻辑级数并不一定能获得最小延时。通过合理的逻辑分解降低单级复杂度，并依据逻辑努力理论进行尺寸缩放，是实现 VLSI 延时优化的核心策略。