

实验四 传输门实验

23342107 徐睿琳

一、实验要求

掌握逻辑门的工作原理、功耗优化与速度优化。

二、实验目的

- 1、掌握传输门的搭建方法；
- 2、掌握传输门的功耗优化与速度优化；

三、实验内容

1、实验内容 1

设计一个四输入的伪 NMOS NOR 门，nmos 管选用最小尺寸 (W/L : 120n/40n), pmos 管自己选择尺寸, 使得额定输出低电压 V_{ol} 小于 0.1V。同时观察在输入向量 ABCD 不同情况下的静态功耗, 找出在哪个输入向量下的电路静态功耗是最大的, 哪个输入向量下静态功耗最小, 对比他们的倍数差距。测试电路已经给出；

2、实验内容 2

利用传输门设计一个 8 选一的多路选择器 (MUX), 确保上升延迟和下降延迟基本一致的情况下选用最小的尺寸晶体管来进行, nmos 的最小尺寸为 (120n/40n), 实验一已经知道与之对应驱动能力一样的 pmos 尺寸大约为 (225n/40n)。测试电路已经给出, 需要测试 d_1, d_2, d_3 的延迟。该设计只需保证功能正确即可, 不需要考虑电路绝对延迟大小或者驱动和负载, 但要确保上升延迟和下降延迟基本一致。

四、实验步骤

四输入伪 NMOS NOR 门

- 1、**电路搭建：**根据伪 NMOS 逻辑结构搭建四输入 NOR 门电路。下拉网络由四个并联的 NMOS 管构成，尺寸设定为工艺允许的最小值 ($W/L = 120\text{nm}/40\text{nm}$)；上拉网络采用单个栅极接地的 PMOS 管作为有源负载。

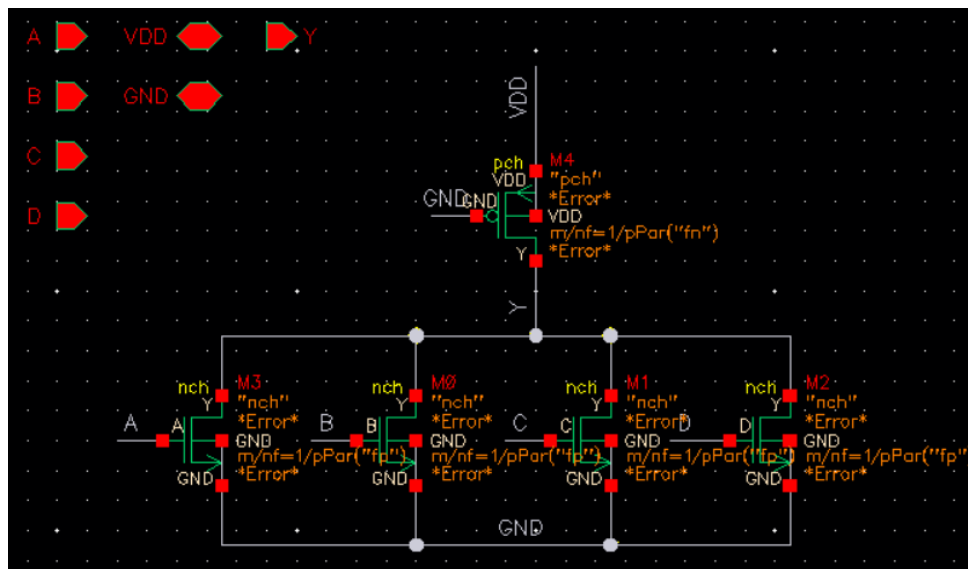


图 1: 四输入伪 NMOS NOR 门内部电路图

- 2、**参数扫描与尺寸优化：**为满足额定输出低电平 $V_{OL} < 0.1\text{V}$ 的设计约束，我对 PMOS 管的沟道宽度 W_p 进行参数扫描。分析 V_{OL} 随 W_p 的变化曲线，选取满足电压约束且兼顾面积效率的最佳 W_p 值。

原则上，由 V_{OL} 的公式，要想让 V_{OL} 足够小，必须减小 W_p ：

$$V_{OL} \approx \frac{k_p(V_{DD} + V_{Tp}) \cdot V_{DSATp}}{k_n(V_{DD} - V_{Tn})} \approx \frac{\mu_p \cdot W_p}{\mu_n \cdot W_n} \cdot V_{DSATp}$$

- 3、**静态功耗分析：**在确定的晶体管尺寸下，遍历输入向量 $ABCD$ 的所有逻辑组合（从 0000 至 1111）。通过瞬态仿真或直流工作点分析，测量各状态下的静态功耗，识别最大功耗与最小功耗对应的输入向量，并计算两者的倍数差异，以评估电路的功耗特性。

传输门多路选择器设计

一、三级 MUX2 级联方案

1、**电路拓扑构建**：采用分级传输门逻辑设计 8 选 1 多路选择器。电路呈 4-2-1 树状结构分为三级级联：

- **第一级**：部署 4 个 2 选 1 MUX，由最低位地址码 S_0 控制；
- **第二级**：部署 2 个 2 选 1 MUX，由次低位地址码 S_1 控制；
- **第三级**：部署 1 个 2 选 1 MUX，由最高位地址码 S_2 控制并输出。

晶体管尺寸遵循实验要求：NMOS 选用 120nm/40nm，PMOS 选用 225nm/40nm。

2、**延迟不对称性分析**：仿真显示上升延迟 t_{PLH} 比下降延迟 t_{PHL} 大约 1/3。该现象源于 PMOS 与 NMOS 导通电阻的非理想匹配。

传输门在传输高电平 ($V_{out} \rightarrow V_{DD}$) 的后期主要由 PMOS 导通充电，而在传输低电平 ($V_{out} \rightarrow 0$) 的后期主要由 NMOS 导通放电。导通电阻近似公式为：

$$R_{on} \propto \frac{L}{\mu W (V_{GS} - V_{th})} \Rightarrow R \propto \frac{1}{\mu W}$$

通常工艺中电子迁移率 μ_n 约为空穴迁移率 μ_p 的 2.5 倍。本设计中宽长比之比为 $W_p/W_n = 225/120 = 1.875$ 。

推导两者电阻比值：

$$\frac{R_p}{R_n} \approx \frac{\mu_n W_n}{\mu_p W_p} \approx \frac{2.5 \times 1}{1 \times 1.875} \approx 1.33$$

计算结果表明，PMOS 主导的充电路径等效电阻约为 NMOS 主导的放电路径的 1.33 倍。

3、**尺寸优化与平衡**：为了消除延迟差异，使上升沿与下降沿时间相等，我对 PMOS 的宽度 W_p 进行了参数扫描。仿真结果表明，当 W_p 调整至 500nm 左右时，电路的上升延迟与下降延迟基本趋于一致，实现了时序特性的对称性优化。

Variable	Value	Sweep?	Range Type	From	To	Step Mode	Total Steps	Inclusion List	Exclusion List
wp	1.2e-07	<input checked="" type="checkbox"/>	From/To	120n	1u	Auto	40		

图 2: 尺寸参数扫描设置

五、实验结果

四输入伪 NMOS NOR 门

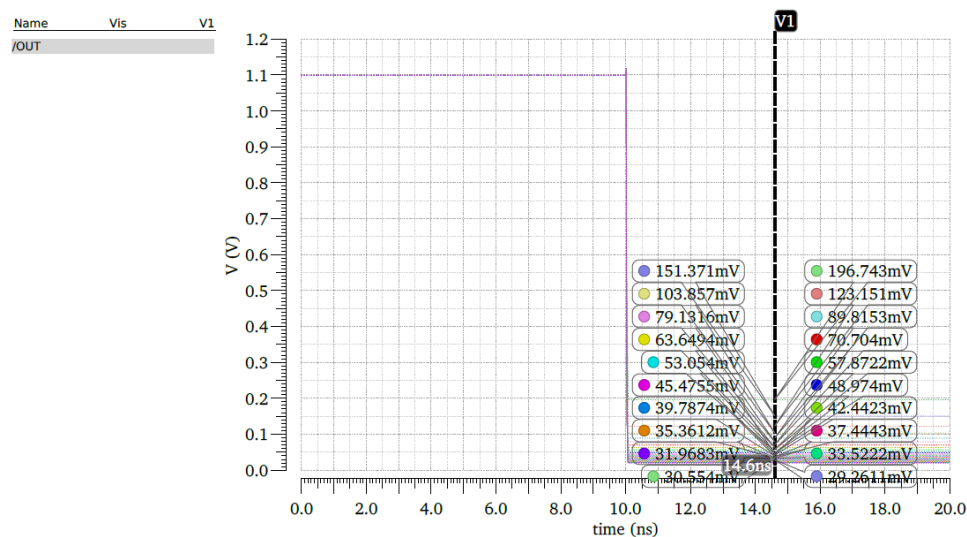


图 3: VOL 参数扫描探索结果

如图3可见，最终在 $W_p = 200\text{nm}$ 时， V_{OL} 小于 0.1V，满足设计要求。

如图4所示，不同输入向量下的静态功耗差异不是很明显，最大静态功耗出现在输入向量为 1111 时，最小静态功耗出现在输入向量为 0000 时，两者相差约 1.2 倍。

Static Power Consumption

Thu Dec 4 15:55:57 2025

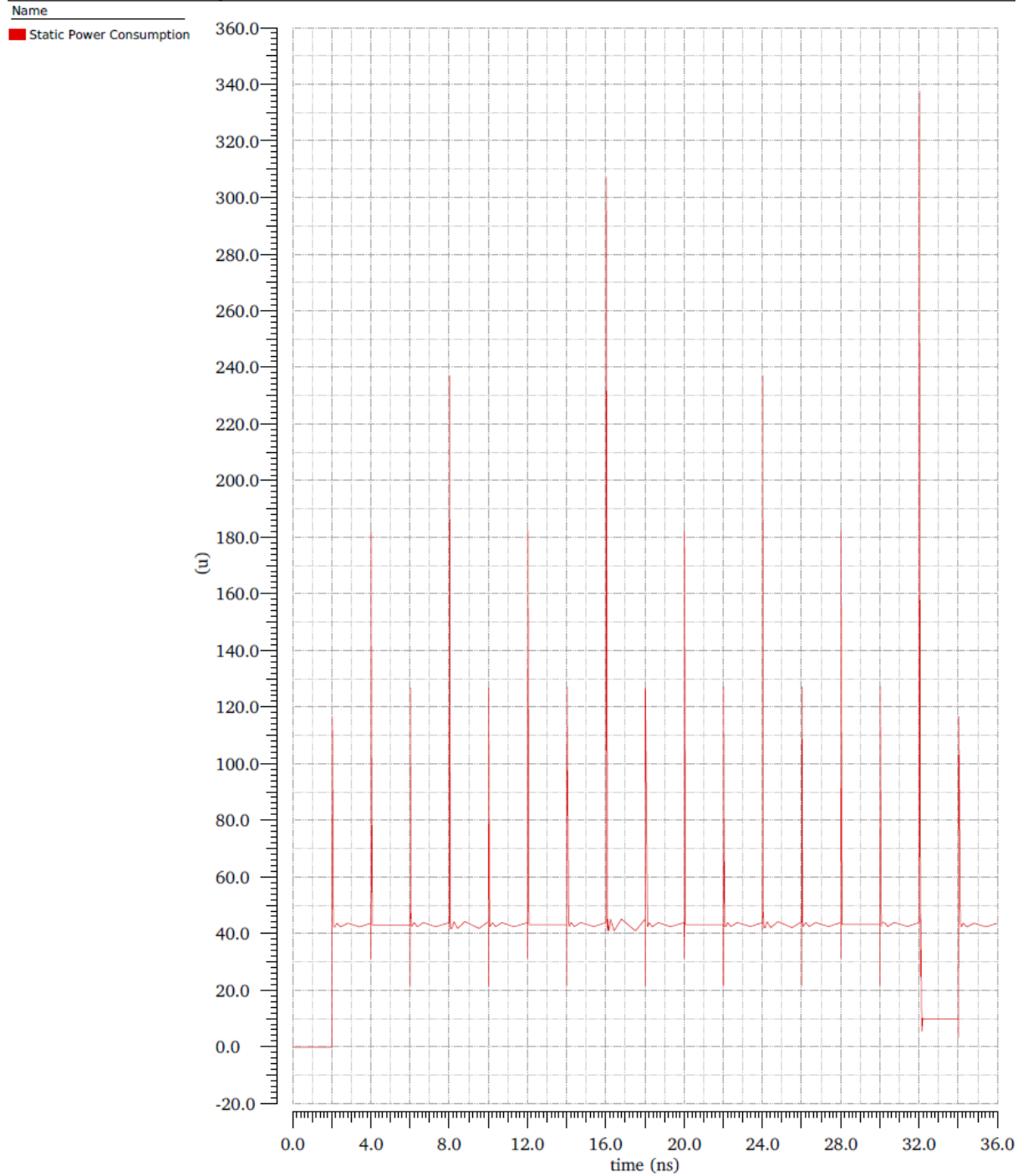


图 4: 不同输入向量下的静态功耗

传输门多路选择器设计

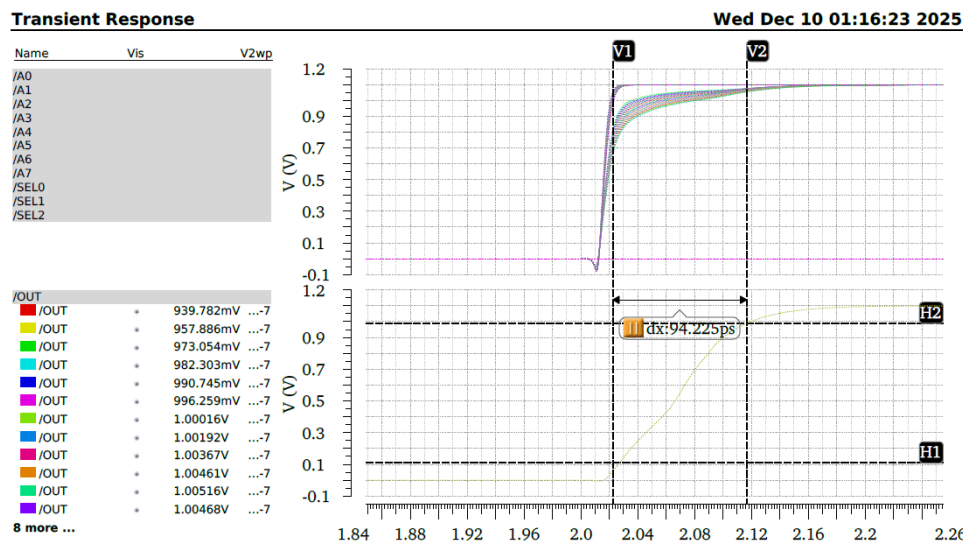


图 5: MUX8 参数粗扫后的上升沿延迟时间

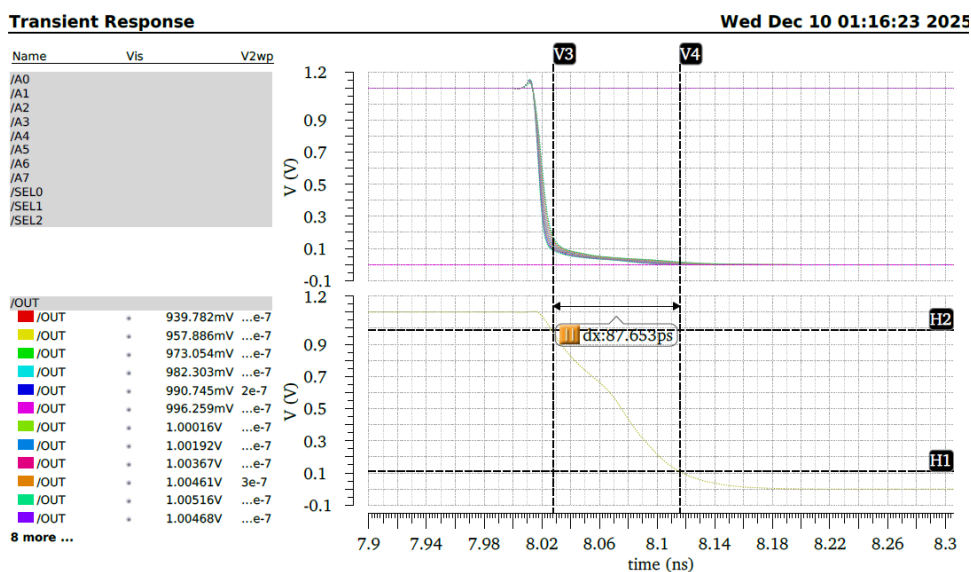
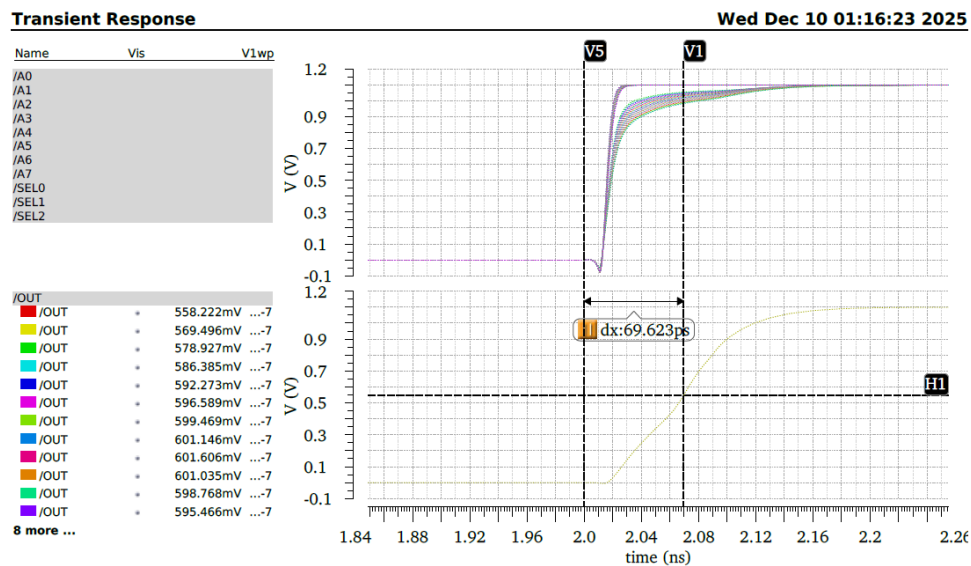


图 6: MUX8 参数粗扫后的下降沿延迟时间

如图5和图6所示，通过对 PMOS 宽度进行参数扫描，最终在 $W_p = 500\text{nm}$ 时，上升沿延迟和下降沿延迟基本一致，仅仅相差 7ps ，满足设计要求。

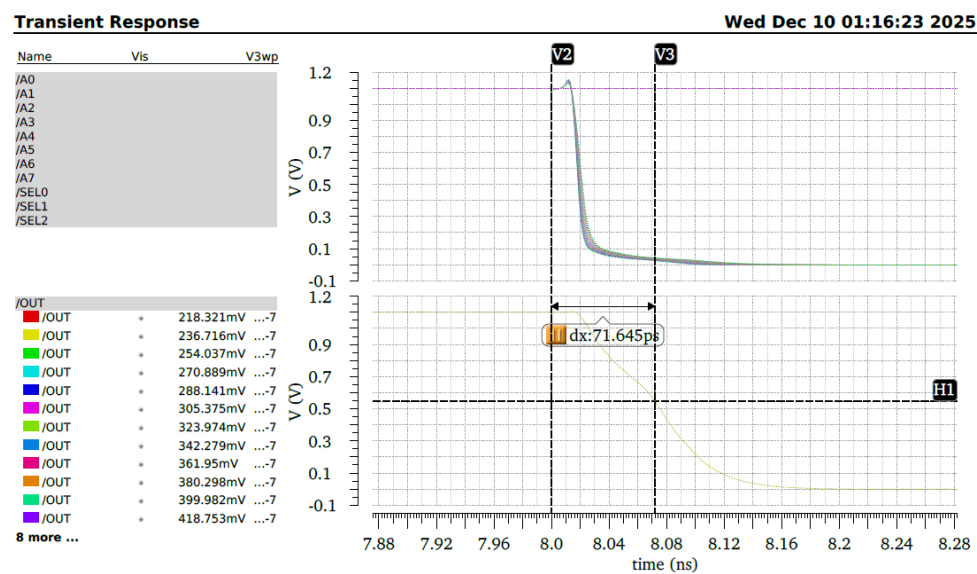
d_1 测量结果:

如图7所示，最终测得 d_1 为 69.623ps ，

图 7: d_1 测量结果

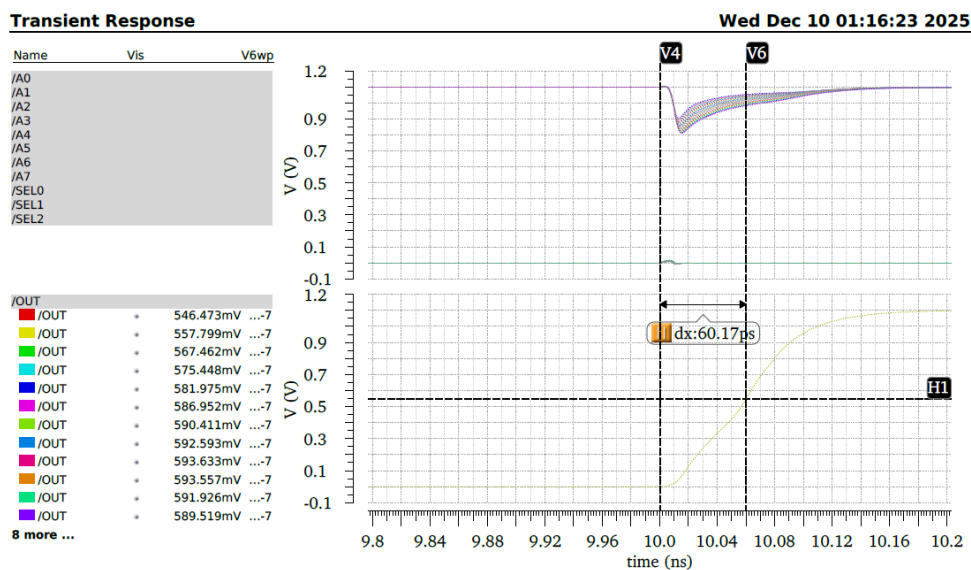
d_2 测量结果:

如图8所示, 最终测得 d_2 为 71.645ps,

图 8: d_2 测量结果

d_3 测量结果:

如图9所示, 最终测得 d_3 为 60.17ps,

图 9: d_3 测量结果

六、总结

本次实验深入探究了伪 NMOS 逻辑与传输门逻辑的设计方法及其性能优化策略。

在四输入伪 NMOS NOR 门设计中，通过权衡输出低电平 (V_{OL}) 与晶体管尺寸，验证了比率逻辑 (Ratioed Logic) 中上拉与下拉网络导通电阻比值对逻辑电平的关键影响。实验表明，适当减小 PMOS 负载管宽长比可有效降低 V_{OL} ，但需在静态功耗与噪声容限间取得平衡；同时，静态功耗分析揭示了伪 NMOS 电路在不同输入向量下的直流直通电流特性，体现了其在面积优势背后的功耗代价。

在 8 选 1 传输门多路选择器设计中，重点解决了 PMOS 与 NMOS 载流子迁移率差异导致的传输延迟不对称问题。通过参数扫描优化 PMOS 尺寸，补偿了空穴迁移率较低带来的导通电阻差异，成功实现了上升与下降延迟的均衡匹配。此外，多级级联结构的延迟测试直观展示了 RC 延时累积效应，加深了对传输门电路级联驱动能力受限特性的理解。

综上，本实验不仅掌握了特定逻辑门电路的搭建与仿真流程，更强化了对数字集成电路中速度、功耗、面积及可靠性等多维设计折衷 (Trade-off) 的认知。