静态时序分析

IC芯片设计中的静态时序分析实践

读书笔记

一、引言

**二、概念**

2.1、时序分析（Timing Analysis）通常指两种分析方法：静态时序分析（Static Timing Analysis）和时序仿真分析（Timing Simulation）。

2.2、CMOS单元建模

标准单元的一个输出引脚可驱动多个后续单元。输出引脚自身电容，连接后续单元的导线电容以及后续单元的输入电容之和构成标准单元的驱动电容。驱动电容的大小将影响标准单元的时序。

标准单元输出电路中的上拉和下拉结构在对驱动电容充放电时，等效为电阻。上拉结构越大，等效上拉电阻越小，驱动能力越强；同理，下拉结构越大，等效下拉电阻越小，驱动能力越强。

2.3、电平翻转波形

设，上拉等效电阻Rdh

下拉等效电阻Rdl

电源电压Vdd

公共端电压Vss

则：

输出由“0”转换为“1”时，输出端电压为：

Vout = Vdd \* [1 - e-t/(Rdh \* Cload)], 电流方向是从电源Vdd经Rdh到Cload。

输出由“1”转换为“0”时，输出端电压为：

Vout = Vdd \* e-t/(Rdl \* Cload), 电流方向是从Cload经Rdh到Vss。

2.4、传播延时（Propagation Delay）

对于标准单元，输入、输出信号翻转并达到电源幅值的同一百分值为参考时间点时，输出信号对于输入信号的延迟时间是传播延时。通常单元內部路劲越短，传播延时越小。如果上、下拉结构不同，信号上升、下降延迟不同。

2.5、转换时间（Translation Time）和波形转换率（Slew Rate）

信号电平上升或下降所需要的时间为转换时间，转换时间的倒数是波形转换率。通常驱动能力越强转换时间越短，转换率越高。

2.6、信号之间的偏移（Skew）以及自身的频率稳定性（Jitter）

多个信号之间的时序差称为偏移，信号可以是数据（Data Skew）也可以是时钟（Clock Skew）。Skew通常由信号路径长短不一致引起。

单一信号的周期或频率不稳定而产生Jitter。

2.7、时序弧（Timing Arc）

某一个单元的输入与输出的时序关系。

2.8、最小和最大时序路径

数据通路上，信号通过逻辑路径的总时间被称为路径延迟。有最大路径延迟的路径叫作最大路径、晚路径；有最小路径延迟的路径叫作最小路径、早路径。

2.9、时钟域

由同一时钟驱动的一组触发器被称为该时钟的时钟域。

2. 10、工作条件

工作条件由工艺（Processs）、电压（Voltage）和温度（Temperature）PVT共同定义。单元延迟和互联延迟是在特定的工作条件下计算的。

**三、标准单元库**

电路单元的输入输出特性通常用Liberty格式文件来描述。其特征包括：1）引脚电容，通常单元引脚电容越大，延迟越大；在大多数情况下，延迟随着输入转换时间的增加而增加，在少数情况下，单元的延迟可能与输入转换时间呈现非单调性，更大的输入转换时间可能产生更小的延迟。

3.1、线性时序模型（Linear Delay Model）

单元延迟D = D0 + D1\*S + D2\*C

式中，D0，D1，D2是常数，S是输入转换时间，C是输出负载电容。

3.2、非线性时序模型（Non-Linear Delay Model）

NLDM模型主要有：Table Model、ECSM（电流源模型）

3.3、组合逻辑时序模型

3.4、时序逻辑时序模型

3.4.1、同步检查：建立时间和保持时间

建立时间是测量最晚的数据信号（Latest Data Signal）应先于有效时钟沿的时间间隔。保持时间是有效时钟沿之后，数据输入必须保持稳定的最小时间。

1. 建立时间和保持时间的测量和计算参考点是有效时钟沿。
2. 建立时间 + 保持时间 > 0。
3. 数据变化时刻，应在建立时间与保持时间窗口之外，否则电路会进入亚稳态。
4. 通常有效时钟沿时刻位于建立时间与保持时间窗口之间，此时建立时间和保持时间的计算值均为正值；如果有效时钟沿时刻位于建立时间与保持时间窗口之外，则计算出的建立时间或保持时间可能为负值。
5. 建立时间或保持时间出现负值的原因是，计算参考位置以及计算参考时刻的选择造成的。通常的计算参考位置是芯片的引脚，参考时刻也是有效时钟沿到达芯片时钟引脚的时刻。但是芯片内部数据路径与时钟路径存在延时，这两个路径的延时差异可能会导致建立时间或保持时间出现负值。如果参考点选在芯片内部锁存点（Latch Point）以及有效时钟沿到达芯片内部时钟输入点的时刻，那么建立时间和保持时间都为正值。
6. 芯片内部数据路径长度小于时钟路径长度时，建立时间可能为非正值。此时，（计算的参考点是芯片引脚以及有效时钟沿到达时钟引脚）数据引脚可以在有效时钟引脚后变化而不会造成建立时间违例。
7. 芯片内部数据路径长度大于时钟路径长度时，保持时间可能为非正值。此时，（计算的参考点是芯片引脚以及有效时钟沿到达时钟引脚）数据引脚可以先于时钟引脚变化而不会造成保持时间违例。
8. 在某些芯片手册中可以看见保持时间为0，即上面g情况。若芯片内部数据路径与时钟路径在设计时保持等长，则仅存在e情况。对于f、g可理解为江湖歪门邪道。

3.4.2、异步检查

a、恢复时间和移除时间检查（Recovery and Remove Check）

异步引脚（如：异步清除Clear，异步置位Set）可以覆盖单元的任何同步行为。当某个异步引脚有效（Active）时，输出由异步引脚控制而非同步时钟控制。当异步引脚无线（Inactive）时，有效时钟沿开始锁存数据输入端数据并经一定的延迟后出现在输出端。

恢复时间是异步引脚被设置为无效（De-asserted）后，在下一个有效时钟沿之前需要保持稳定的最短时间。

移除时间是异步引脚被设置为无效（De-asserted）前，在某一个有效时钟沿之后

需要保持稳定的最短时间。

理解异步恢复时间：有效时钟沿之前，异步引脚持续无效的最短时间。恢复的意思是电路由异步状态恢复到同步工作状态？

理解异步移除时间：？

b、脉冲宽度检查（Pulse Width Check）

确保单元输入引脚的脉冲宽度满足最小要求。比如时钟输入引脚脉冲宽度必须大于指定值，否则不能正确锁存数据。最小脉冲宽度检查可以指定高脉冲或低脉冲。

3.4.3、传播延迟

传播延迟是从时钟有效沿到输出上升或下降沿的时间差。tco

3.5、状态相关的时序模型

状态相关时序模型（Stat-Dependent Model）：输入与输出之间的时序弧取决于该逻辑块的其它引脚。状态相关模型可以用来指定时序库中任何属性（Attribute）。如：timing()、power()、leakage\_power()等。

3.6、黑箱（Black Box）接口时序模型

黑箱模型，描述任意模块的IO接口上的时序弧，可能有以下四个：

1. 对于组合逻辑路径的输入到输出时序弧。
2. 从同步输入到相应的时钟引脚的建立和保持时间时序弧。
3. 从异步输入到相应的时钟引脚的恢复和移除时间时序弧。
4. 从时钟引脚到输出引脚的传播时间延迟。

3.7、先进时序模型

LDM、nLDM模型将单元时序弧延迟看作是输入转换时间和输出负载电容的函数。但是单元的输出负载并不是纯容性的，而是RC串联负载。因此LDM、nLDM模型需要改进。常见的改进方法有：CCSM（Composite Current Source Model）、ECSM（Effective Current Source Model）等。由于互连线RC和输入器件的Miller Effect，等效负载是非线性电容。

串扰噪声分析模型（CCSN）、直流余量模型、抗噪声模型等。

3.8、功耗建模

包括动态功耗（Active Power）、~~待机功耗（Standby Power）、~~漏电功耗（Leakage Power）。

3.8.1、Active Power

单元的动态功耗由输出开关功耗和内部开关功耗组成。输出开关功耗与单元类型无关，只与输出负载、开关频率、单元供电电压相关。内部开关功耗与单元类型、输出负载、开关频率、单元供电电压相关，单元库提供相关描述。

3.8.2、Leakage Power

随着工艺尺寸的缩小，漏电功耗变得显著，和动态功耗相比较无法忽略。漏电功耗主要由亚阈值电流和栅极氧化物隧道电流引起。提高单元阈值电压可降低亚阈值电流，但单元工作频率降低。同时，阈值漏电流随着结温（Junction Temperature）的升高而非线性增大；常温下，栅极隧道电流在65nm或更先进工艺下，与阈值电流相当，并随工艺尺寸减小而增大。

3.9、单元库中的其它属性

3.9.1、面积规范：提供单元或单元组的面积。

3.9.2、功能规范：指定引脚或引脚组的功能。

3.9.3、SDF条件

SDF条件属性支持标准延迟格式（Standard Delay Format）文件的生成，以及反标（Back annotation）时的条件匹配。单元中状态相关时序分析由关键字sdf\_cond指定。

3.10、特征化和工作条件

标称条件（标称工艺、电压、温度）指定了库在特征化时的环境条件。当实际工作条件与标称条件不一致时，通过计算得到的时序值就需要减免（Derate），这通过库文件中的K系数（K-factor）来实现。K系数主要分为：工艺、温度和电压三类减免系数。

四、互连寄生参数

4.1、互连线电阻、电容和电感（就是互连寄生参数）

互联电阻可认为是单元输出引脚与扇出单元输入引脚间的电阻。

互联电容来自于走线，是由接地电容和邻近信号线间的电容。

电感的影响在芯片内可以忽略，仅在封装和板级分析时考虑。

互联走线L任一部分的电阻和电容被理想地表示为一个分布式RC树（Distributed RC Tree）。RC树上的总电阻和总电容分别为Rt和Ct，单位长度电阻和单位长度电容分别是Rp和 Cp，总长度是L。Rt = Rp \* L；Ct = Cp \* L。

T模型：总的电容Ct连接在电阻树（Resistive Tree）的中间。总电阻Rt被均分成两个电阻，Ct连接在两电阻之间，形成T字型。

Pi模型：总电容Ct被均分成两个电容，Rt连接在两电容之间，形成Π字型。

4.2、线负载模型

在布局规划（Floorplan）或布局（Layout）之前，**线负载模型（Wire Load Model）可以用来估算电容、电阻和互连线的面积开销**。

4.2.1、互联树

一但由WLM模型估算出目标区域的电阻、电容和面积后，就可以认为预布局互连线的Rwire 和Cwire就确定了，下一步就是明确换连线的结构。在预布局阶段，互联RC树用三种方式来表示，三种方式的互联长度一致，因而预估互联电阻和电容也一致。

1）最佳情况树：假设终点（负载）引脚与驱动是紧邻的。所以驱动到终点引脚没有线电阻，仅有终点引脚电容与线电容之和作为驱动的负载电容。相当于负载引脚在RC树的近端。

2）平衡树：每个终点（负载）引脚分别与驱动星型等长连接。每条到终点的线路都等分WLM模型估算的Rwire 和Cwire。

3）最差情况树：在此情况下，假设所有终点引脚聚集在线的最远端。

4.2.2、指定线负载模型及模式

模型：set\_wire\_load\_model: light、conservative、typical、aggressive

不同的模型决定于电路块的面积大小，平均线长。

模式：set\_wire\_load\_mode: top、enclosed、segmented。当线穿过层次边界时，使用不同的线负载模式。模式指定模型的优先级。如top模式，指定顶层快的线负载模型具有优先级；segmented模式，指明底层快的线负载模型具有优先级。

4.3、提取的寄生参数的表示方法

在预布局阶段，通过线性负载模型预估电路的寄生参数。在布局（Layout）后提取详细寄生参数，可以用以下3种格式来描述

1. 详细标注寄生参数格式（Detailed Standard Parasitic Format，DSPF）
2. 精简标准寄生参数格式（Reduced Standard Parasitic Format，RSPF）
3. 标准寄生参数交换格式（Standard Parasitic Exchange Format，SPEF）
4. 新思二进制寄生参数格式（Synopsis Binary Parasitic Format，SBPF）

4.4、耦合电容的表示方法

4.5、层次化设计方法

4.6、减少关键线的寄生参数

4.6.1、减小互连电阻

4.6.2、增加走线间距

4.6.3、关联走线的寄生参数（相似功能线要有相同的寄生参数）

五、延迟计算

5.1、概述

5.1.1、延迟计算的基础

依据第二章中NLDM模型，单元延迟和输出转换时间是该单元输入转换时间和总输出电容的函数，因此单元延迟可以基于输入转换时间和输出电容用查表法得出。

5.1.2、带有互连线的延迟计算

1）预布局时序

在预布局阶段时序验证时，互连寄生参数是用线负载模型预估。

2）布局后时序

布局后，金属走线的寄生参数将映射为驱动和终点单元间的RC网络。

5.2、使用有效电容的（驱动）单元延迟

NLDM不能适用于RC树的情况，需要使用“等效”电容来处理线电阻寄生参数的影响。依据PI模型，Ceff = C1 + k \* C2, 0<= k <=1。如果互连电阻忽略为0，则k=1，Ceff = C1 + C2；如果互连电阻为无穷大，则k=0，Ceff = C1。

有效电容的影响因素：

1. 驱动单元特性
2. 负载的特性

有效电容法能近似计算单元延迟，但不能近似单元输出波形，因为有效电容负载与真实RC负载的差别较大，导致有效电容作为负载时的单元输出波形与真实波形必然存在较大差异，输出转换时间差别也较大。为了得到近似的输出转换时间，需另找办法。但是对于目标单元来说，已知输入转换时间和计算得出的近似的有效电容负载，便可通过NLDM模型查表得出目标单元的延迟。

5.3、互连线延迟

单元间的互连线电路模型是RC树。使用Elmore方法可以近似计算RC树的延迟。

使用Elmore方法计算RC树延迟，需要满足三个条件：

1）树有唯一的输入（源）节点；

2）没有电阻回路（Resistive Loop）

3）所有电容都位于节点和电源地之间

设有N级RC树，Elmore延迟模型表示如下：

Td1 = C1 \* R1

Td2 = Td1 + C2 \* (R1 + R2)

Td3 = Td1+ Td2 + C3 \* (R1 + R2 + R3) = C1 \* R1 + C2 \* (R1 + R2) + C3 \* (R1 + R2 + R3)

Tdn =

设一条具有Rwire和Cwire寄生参数线，下游扇出单元的输入电容为Cload，根据：

T模型：Td = Rwire\*Cwire + Cload\*(Rwire + Rwire)

PI模型：Td = 0\*Cwire + Rwire\*(Cwire + Cload)

上述两个计算结果一致。

算例：

对一条线使用线负载模型和平衡RC树以及最差情况RC树，扇出是N，分别计算Elmore延迟：

平衡树：Td = (Rwire/N) \* (Cwire + Cpin), Cpin为某一个分支的输入电容。

最差树：Td = Rwire \* (Cwire + Cpins), Cpins为所有分支的输入电容。

其它互连线计算模型：AWE（Asymptotic Waveform Evaluation，渐近波形估算）、Arnoldi算法等。

通过等效电容模型估算单元延迟，通过Elmore模型计算互连线延迟，如此重复可计算芯片任意路径延迟。但书中的说明还存在遗漏，等效电容法仅能近似估算单元延迟，不能估算单元输出转换时间，单元输出信号经过互连线其波形发送变化，对于下一级的来说，输入波形或转换时间就未能确定，因而下一级的单元延迟也就无法估算。书中74页末尾处提到“有很多种办法来计算延迟和互连线终点处的波形”，但没有阐述具体内容。

5.4、转换率融合

对于多输入单元或多驱动线（单元），需要确定某个输入转换时间作为标准，这样的输入点称为转换率融合点。输入转换时间的选择取决于时序分析要求。

在进行**最大时序路径**分析时有两种选择可能性：

1. 最差转换率传播（Worst Slew Propagation）：选择融合点处**最慢**转换率的输入
2. 最差到达时间传播（Worst Arrival Propagation）：选择融合点处**最晚**到达的输入。

在进行最小时序路径分析时也有两种选择可能性：

1. 最佳转换率传播（Best Slew Propagation）：选择融合点处**最快**转换率的输入。
2. 最佳到达时间传播（Best Arrival Propagation）：选择融合点处**最早**到达的输入。

大部分静态时序分析工具会使用**最差和最佳转换率传播**，因为是保守的分析方式。但是，当分析一条路径时，可以使用准确的转换率传播方式，明白什么情况下是过于悲观的。

5.5、不同的转换率阈值

用于确定前后级连接时，不同转换阈值的折算。相关前述的转换率减免系数（Slew Derate）。目的是确定准确的转换时间（率）。

5.6、不同的电压域

延迟是通过电压50%的阈值点来计算。对于不同电压域的引脚，其阈值点电压也不同。

5.7、路径延迟计算

5.7.1、组合逻辑路径计算

通常，通过互连线上升和下降的延迟不一样，因为驱动单元输出的戴维南模型（Thevenin Source Model）不一样。

Tdrise = ……

Tdfall = ……

5.7.2、到触发器路径

1）输入到触发器路径（输入数据和输入时钟）

输入数据到触发器数据输入端的路径：通常上升和下降的延迟不一样，原因同上。

输入时钟到触发器时钟输入端的路径：通常计算上升延迟。

1. 触发器到触发器路径（前级触发器到后级触发器）

数据通路：Tco + Tdata

发射时钟：Tlaunch

捕获时钟：Tcapture

5.7.3、多路径

在任意两个点之间，可能有多条路径。最长路径就是用时最长的路径，也称最差路径（Worst Path）、晚路径（Late Path）、最大路径（Max Path）；最短路径就是用时最短的路径，也称最佳路径（Best Path）、早路径（Early Path）、最小路径（Min Path）。

5.8、裕量计算

裕量（Slack）是信号的需要到达时间（Require Time）减去实际到达时间（Arrival Time）之差。

1. 串扰与噪声

6.1、概述

串扰噪声是两个以上信号之间活动的非故意耦合。深亚微米工艺中容易产生串扰噪声的原因：

1. 越来越多的金属层：0.3至0.25um工艺有4或5层金属，而65nm至45nm有10层以上金属。
2. 金属连线高且细：相邻连线的侧壁间存在耦合电容。
3. 更小的尺寸导致更高的连线密度。
4. 器件密度大：相互影响大。
5. 更高的频率导致更大的信号边缘斜率。
6. 更低的供电电压。

6.2、**串扰毛刺分析**

6.2.1、基础

产生影响的信号称为侵害者（Aggressor），受影响的信号称为受害者（Victim）。

串扰的本质是信号线间的电磁耦合，如果信号线间介质的介电常数为无穷大，磁感应强度为0，则不存在耦合串扰。

通常，串扰造成的噪声影响有两种：毛刺（Glitch），由侵害者电平翻导致受害者出现耦合噪声；串扰增量延迟，由串扰导致的信号时序变化，侵害者和受害者均能出现。

通常两条线之间的耦合电容被**描述**（不是近似计算用）为一个集总（Lumped）电容Cc，而不是分布（Distribute）电容。

产生毛刺信号（功率？）的大小取决于多种因素：

1. 连线间耦合电容：耦合电容越大，毛刺信号越强。
2. 侵害线的转换率：转换率越高，毛刺越大。
3. 受害线的接地电容：受害线接地电容越小，毛刺越大。
4. 受害线的驱动能力：驱动能力越弱，毛刺越大。

6.2.2、毛刺的类型

1）上升和下降毛刺：受害线低电平稳定时，其上正向（Positive）或上升（Rise）glitch；受害线高电平稳定时，其上负向（Negative）或下降（Fall）glitch。

2）过冲（Overshoot）和下冲（Undershoot）：受害线高电平稳定时，串扰继续推高其电平值，并短暂大于标准高电平；受害线低电平稳定时，串扰继续拉低其电平值，并短暂小于标准低电平。

详细的毛刺计算是基于库模型，所需相关参数属于标准单元库。

6.2.3、毛刺的阈值和传播

毛刺的高度和宽度是导致其在单元电路中传播的关键因素。基于直流或交流噪声分析可得出结论。

1. 直流阈值（DC Threshold）

直流噪声余量（DC Noise Margin）是针对毛刺量级的检查，是检查单元输入上直流噪声大小的极限。只要噪声电平不超越单元VILmax、VIHmin界限，单元不受毛刺干扰。此外，**不是所有**超越VILmax、VIHmin界限的毛刺都能改变单元的状态，这还与毛刺的持续时间（宽度）有关。持续时间越长，改变单元状态的可能性越高。

1. 交流阈值（AC Threshold）

噪声分析的直流余量极限是保守的，通常验证毛刺的影响时还要考虑毛刺的宽度和单元的输出负载，这可称为交流阈值，可以用单元的惯性（Inertia）来解释。通常，单极单元会阻止任何比该单元延迟窄得多的输入毛刺。同时，增大单元的输出负载，也增大了单元延迟，可以进一步降低输入毛刺的影响。

如果输入毛刺高度和宽度超过了交流阈值，那么该毛刺将通过单元传播。输出毛刺的高度和宽度是输入毛刺宽度、高度、和单元负载的函数。

毛刺（Glitch）：上升毛刺（Rise Glitch，由propagated\_noise\_high或noise\_immunity\_high建模）、下降毛刺（Fall Glitch，由propagated\_noise\_low或moise\_immunity\_low建模）、过冲毛刺（Overshoot Glitch，由noise\_immunity\_above\_high建模）、下冲毛刺（Undershoot Glitch，由noise\_immunity\_below\_low建模）。

6.2.4、多侵害者的噪声累积

将各侵害者毛刺耦合累加，计算出受害者的累积效应，此方法可获得受害线上最差毛刺，但结果过于保守。可计算每个侵害者毛刺的方均根RMS（Root Mean Square）值来确定受害线上的毛刺量级。

6.2.5、侵害者的时序相关性

要计算多侵害者引起的串扰噪声，必须分析侵害线的时序相关性。由于所有侵害线不是同时发生电平翻转（同时发生只是概率极低的最差情况），因而在受害线上出现的串扰应尽可能的根据各侵害线电平翻转的时序分时段计算，这可以减少计算的悲观程度。

6.2.6、侵害者的功能相关性

在特定条件下，受害线只可能受到功能相关的侵害线的串扰，而不可能受到不相关的侵害线串扰，因此在计算累积效应时需排除不相关者，避免过于保守。

6.3、**串扰延迟分析**

6.3.1、基础

连线寄生电容由接地电容Cg和线间耦合电容Cc构成。其等效电容会因线间电平稳定情况而变化。根据侵害线相对受害线电平翻转的情况，等效线间耦合电容通常非三种情况：

1. 侵害线电平稳定，等效于没有串扰，总寄生等效电容为：Cg+Cc ，受害线向总寄生电容的充电量Q = （Cg+Cc）\* Vdd，Vdd是电源电压。此时Cc 看作对地电容。

延迟是**基准值**。

1. 侵害者与受害者电平同相翻转，受害线驱动单元得到了侵害线的帮助，是负串扰。受害线驱动单元提供的电荷为（Cg + 0）\* Vdd甚至更小，连线延迟也将变小，减小部分通常被标记为**负串扰延迟**（Negative Crosstalk Delay，相对于基准值是负值）。通常在最小路径分析时考虑。
2. 侵害者与受害者电平反相翻转，受害线驱动单元负载被加重，驱动单元提供的电荷为（Cg + 2Cc）\* Vdd甚至更大，连线延迟也将变大，增大部分通常被标记为**正串扰延迟**（Positive Crosstalk Delay，相对于基准值是正值）。通常在最大路径分析时考虑。

6.3.2、正向串扰和负向串扰

侵害线与受害线电平同向翻转时，减小了受害线驱动单元所需的电荷，减少了驱动单元的延迟和受害线的互联延迟。

侵害线与受害线电平反向翻转时，增大了受害线驱动单元所需的电荷，增加了驱动单元的延迟和受害线的互联延迟。

6.3.3、多侵害者的累积

同毛刺分析类似，将每个侵害者串扰增量相加后作为受害者受到的累积影响，可能过于保守，但这可以指明受害者的最差串扰延迟。通常使用RMS值作为受害者的累积串扰值。

6.3.4、侵害者和受害者的时序相关性

6.3.5、侵害者和受害者的功能相关性

6.4、考虑串扰延迟的时序分析

现需要为每个**单元**和互连线计算4种串扰延迟影响：

1. 正向上升延迟（Positive Rise Delay）：上升沿推迟到达；
2. 负向上升延迟（Negative Rise Delay）：上升沿提前到达；
3. 正向下降延迟（Positive Fall Delay）：下降沿推迟到达；
4. 负向下降延迟（Negative Fall Delay）：下降沿提前到达；

然后在时序分析验证最大和最小路径（对应于建立时间和保持时间检查，立马保命）时，分析串扰的影响。对于发射触发器和捕获触发器的时钟路径将按不同的方式处理。

带有串扰分析的STA通过验证数据路径和时钟路径的**最差**情况串扰延迟来保证设计的时序。

时钟信号是非常关键的，任何时钟树上的串扰都会直接转换为时钟抖动（Jitter）。

6.4.1、建立时间分析

建立时间（最大路径）检查的最坏情况是：发射时钟路径和数据路径都有正向串扰（使得发射数据延迟最大，到达捕获触发器的时间滞后），捕获时钟路径有负向串扰（捕获时钟沿到达捕获触发器的时间提前）。

建立时间检查时，捕获时钟沿**通常**比发射时钟沿晚一个时钟周期。

时钟路径一个分支连接发射触发器，另一个分支连接捕获触发器。共同的主干部分即共同时钟路径（Common Clock Path）可能在计算发射和捕获时钟沿时，有不同的延迟。因而在分析时，对于发射时钟路径和捕获时钟路径应分别完整的计算，这不同于下面的保持时间分析。

建立时间（最大路径）分析假设：

1. **完整的**发射时钟路径可能正向串扰延迟，所以数据发射时刻可能延迟；
2. 数据路径可能正向串扰延迟，所以数据传输可能延迟；
3. **完整的**捕获时钟路径可能负向串扰延迟，所以可能会提前捕获数据。

6.4.2、保持时间分析

保持时间（最小路径）检查的最坏情况时：发射时钟路径和数据路径都有负向串扰（使得发射**新数据（下一次数据）**延迟最小，到达捕获触发器的时间提前），捕获时钟路径有正向串扰（捕获时钟沿到达捕获触发器的时间滞后）。

保持时间检查时，捕获时钟沿与发射时钟沿通常一致。对于时钟路径上重叠共同的部分，串扰影响一致。所以，最差情况保持时间分析可删除共同时钟路径的串扰影响。

保持时间（最小路径）分析假设：

1. 发射时钟路径（不包括共同路径）可能负向串扰延迟，所以数据发射时刻可能提前；
2. 数据路径可能负向串扰延迟，所以数据传输可能提前；
3. 捕获时钟路径（不包括共同路径）可能正向串扰延迟，所以数据捕获时刻可能滞后。

STA保持时间分析报告中，对来自共同时钟路径的串扰影响会作为单独的项目被去除，并被标记为共同路径悲观去除，CPPR（Common Path Pessimism Removal）。

6.5、计算复杂度考虑（目的是降低大型复杂系统分析工作量，并能保证一定的精度）

6.5.1、层次化设计与分析

6.5.2、耦合电容过滤

过滤基准：

1. 小电容值：通常小于1fF的耦合电容被视为接地电容（不产生耦合效应）
2. 耦合比（Coupling Ratio）：耦合比小于千分之一通常可忽略。
3. 合并小侵害者：多个小侵害者可以映射为一个大的虚拟侵害者。该方式可能过于悲观，但可以简化分析。

6.6、避免噪声的技术

1）屏蔽：相邻金属层走线通常是正交的，所以窜扰通常来自于同层走线。可在关键信号线两边做屏蔽线。屏蔽线连接至地或电源。此外，低翻转率的信号线可以与关键信号线相邻，此法可以缓解过多屏蔽线造成的布线拥塞（Routing Congestion）。

2）线段间距：较大的间距，串扰较小。

3）快速转换率：较快速的转换率不易受串扰，但易干扰他人。

4）保持良好稳定的供电

5）保护环

6）深N阱

7）隔离块

1. 配置STA环境

STA准备工作包括，1设置时钟，2指定IO时序特征，3设定伪路径和多周期路径。

7.1、STA环境

大部分数字电路是同步的。待分析设计（Design Under Analysis）与上下游时序电路建立正确的时序约束关系的过程即建立了STA环境。

7.2、指定时钟

时钟要素：

1. 时钟源：设计的一个端口，引脚，是时钟生成逻辑的一部分。
2. 周期：时钟周期。
3. 占空比：高电平持续时间，低电平持续时间
4. 沿时刻：上升沿时刻，下降沿时刻。
5. 时钟源转换时间：set\_clock\_transition -rise m -fall n [get\_clocks CLKSRC]

定义时钟；

**create\_clock** \

**-name** clockname \ 时钟名，如未指定时钟名则与端口同名，同名也是惯例

**-period** 20 \ 周期，单位ns

**-waveform** {0 5} \ 单周期内的波形 {上升沿时刻 下降沿时刻 上升沿时刻 下降、沿时刻 ……}，上升沿与下降沿须成对出现，次序不能颠倒。如未指定-waveform选项，默认值是{0 period/2}。

[ **get\_ports** SCLK] \ 目标单元或引脚

例子：

create\_clock -name sysclk -period 125 -waveform {100 150} [get\_ports ARMCLK]

时钟名sysclk，周期125ns，上升沿时刻100ns，下降沿150ns（但已超过时钟周期，因而推断出下降沿在25ns），时钟端口是ARMCLK

7.2.1、时钟不确定性

不确定性可以用来对减少有效时钟周期的各种因素建模。由于考虑时钟的悲观项。

set\_clock\_uncertainty -setup 0.2 [get\_clocks CLK]

/ 设置时钟CLK的下一个上升沿提前到达0.2ns（周期减少0.2ns），对应建立时

/ 间裕量减少0.2ns

set\_clock\_uncertainty -hold 0.05 [get\_clocks CLK]

/ 设置时钟CLK的下一个上升沿滞后到达0.05ns（周期增加0.05ns），对应保持

/ 时间裕量减少0.05ns

上一章中时钟路径出现的串扰现象，可能导致时钟信号的负向（提前）或正向（滞后）延迟，这可用set\_clock\_uncertainty约束。

指定跨过时钟边界路径的不确定性，叫做**时钟间不**确定性（Inter-clock Uncertainty）。跨过不同时钟域的路径通常是指某数据路径（即某个时钟域的数据向另一时钟域传递）。

set\_clock\_uncertainty -from SYS\_CLK -to CFG\_CLK -setup 0.1

对经SYS\_CLK时钟域到CFG\_CLK时钟沿的数据路径作建立时间检查时，时钟沿不确定性是0.1ns，时钟沿悲观提前0.1ns。

set\_clock\_uncertainty -from SYS\_CLK -to CFG\_CLK -hold 0.05

对经SYS\_CLK时钟域到CFG\_CLK时钟沿的数据路径作保持时间检查时，时钟沿不确定性是0.05ns，时钟沿悲观滞后0.05ns。

7.2.2、时钟延迟

两种时钟延迟：源延迟和网络延迟。

**源延迟（也叫插入延迟，Source Latency）：**

对于时钟发生源在芯片外部（比如外部输入的时钟）的情况，源延迟是外部时钟发生源到芯片时钟引脚（时钟定义点）之间的延迟；

对于时钟发生源在芯片内部（比如内部PLL或MMCM电路）的情况，源延迟是内部时钟发生源到内部时钟缓冲输出（时钟定义点）之间的延迟。

set\_clock\_latency 1.9 -source [get\_clocks CFG\_CLK]

CFG\_CLK的源延迟是1.9ns

set\_clock\_latency 0.851 -source -min [get\_clocks CFG\_CLK]

CFG\_CLK的最小源延迟是0.851ns

set\_clock\_latency 1.322 -source -max [get\_clocks CFG\_CLK]

CFG\_CLK的最大源延迟是1.322ns

**网络延迟（Network Latency)：**

指时钟定义点（create\_clock）到触发器时钟引脚的延迟。

set\_clock\_latency 0.8 [get\_clocks CFG\_CLK]

CFG\_CLK的网络延迟是0.8ns

set\_clock\_latency 1.8 -rise [get\_clocks CFG\_CLK]

CFG\_CLK的上升沿网络延迟是1.8ns，-rise指的是触发器时钟引脚上的沿

set\_clock\_latency 2.1 -fall [all\_clocks]

所有时钟的下降沿网络延迟是2.1ns，-fall指的是触发器时钟引脚上的沿

源延迟与网络延迟的重要区别是，一旦设计的时钟树构建完成，网络延迟是可以由set\_propagated\_clock命令忽略的，但是，源延迟任然存在。网络延迟用于时钟树综合之前延迟估算。当时钟树综合完成后，从时钟源到触发器时钟引脚的总延迟是：源延迟加上时钟定义点到触发器的时钟树真实延迟？

7.3、生成时钟

主时钟派生出生成时钟。create\_clock定义主时钟，create\_generated\_clock定义派生时钟。

create\_clock -name CLKP 10 [get\_pins UPLL0/CLKOUT] #在PLL引脚CLKOUT创建主时钟CLKP，周期为10ns，占空比50%。

create\_generated\_clock -name CLKPDIV2 -source UPLL0/CLKOUT -divide\_by 2 [get\_pins UFF0/Q]

#在触发器UFF0的Q脚，创建一个派生时钟CLKDIV2

#主时钟是UPLL0/CLKOUT引脚处的CLKP。CLKDIV2周期是主时钟的2倍。

**定义一个新（主）时钟会对于产生一个时钟域，而定义派生时钟不会产生新的时钟域。主时钟及其派生时钟同属于一个时钟域，约束主时钟后不需要再额外约束派生时钟。**

**主时钟的起始点在主时钟的定义点；生成时钟的源点在主时钟的定义点而不是生成时钟的定义点；生成时钟的起始点是其定义点。**

多路时钟经多路复用器选择某一路作为有效时钟的情况下，如果复用器选择信号在电路工作时保持不变（通常情况），那么可按照STA并配合将其它无效时钟设置为伪路径。如果复用器选择信号在电路工作时动态变化，这需要对复用器输入进行时钟门控检查，确保时钟信号安全切换。

如果时钟输出被门控（可以被禁止输出），则通常在门单元的输出端定义一个生成时钟，该时钟与输入门单元的时钟相同。

create\_clock -name SYS\_CLK -period 0.1 [get\_ports SYS\_CLK] #创建主时钟SYS\_CLK

create\_generated\_clock -name CORE\_CLK -source SYS\_CLK -divided\_by 1 [get\_pins UAND1/Z] # 创建经门单元UAND1控制输出的派生时钟CORE\_CLK，定义点在

#UAND1的Z引脚

生成时钟的频率比源时钟高。

create\_generated\_clock -name PCLKx2 -source [get\_ports PCLK] -multiply\_by 2 [get\_pins UCLKMULTIREG/Q] #主时钟PCLK的两倍频派生时钟PCLKx2

多路时钟输入经门单元输出运算后的时钟信号，可分别对输入、输出独立建立主时钟，形成不同的时钟域。但每个主时钟需要手动确定源延迟。

使用-edges选项，即使用源主时钟的沿{上升沿1 下降沿2 上升沿3 ……}来定义生成时钟的{上升沿 下降沿，上升沿，下降沿……}。

create\_clock 2 [get\_ports DCLK] #主时钟{沿1 沿2 沿3 ……} 对应 {0ns 1ns 2ns ……}

create\_generated\_clock -name DCLKDIV2 -source DCLK -edges {2 4 6} [get\_pins UBUF2/Z]

#创建生成时钟DCLKDIV2，定义在UBUF2/Z，其上升沿在主时钟第2沿，下降沿在主时钟第4沿，下一个上升沿在主时钟第6沿，周期是源时钟DCLK的两倍。

create\_generated\_clock -name PH1CLK -source DCLK -edges {1 2 5 6} [get\_pins UAND1/Z}

#创建生成时钟PH1CLK，定义在UAND1/Z。其上升沿在主时钟的沿1时刻，下降沿在主时钟的沿2时刻, 下一个上升沿在主时钟的沿5刻时，下一个下降沿在主时钟的沿6时刻。

-edge\_shift与-edges配合使用，使相应的沿偏移，形成新波形。它指定了沿列表中的每个沿的偏移量（以时间为单位）。

create\_clock -period 10 -waveform{0 5} [get\_ports MIICLK]

create\_generated\_clock -name MIICLKDIV2 -source MIICLK -edges {1 3 5} [get\_pins UMIICLKREG/Q]

#创建二分频生成时钟

create\_generated\_clock -name MIIDIV2 -source MIICLK -edges {1 1 5} -edge\_shift {0 5 0} [get\_pins UMIIDDIV/Q]

#创建生成时钟MIIDIV2，其上升沿在主时钟的沿1时刻，下降沿在主时钟的沿1时刻，下一个上升沿在主时钟的沿5时刻。-edge\_shift {0 5 0}选项指明，生成时钟的上升沿增加0ns，下降沿增加5ns，下一上升沿增加0ns，最终波形是-waveform {0 5 20}。

7.3.2、使用-invert选项生成反向时钟。该选项在其它时钟生成选项后生效，使生成时钟反向或相移180度。

7.3.3、生成时钟的时钟延迟

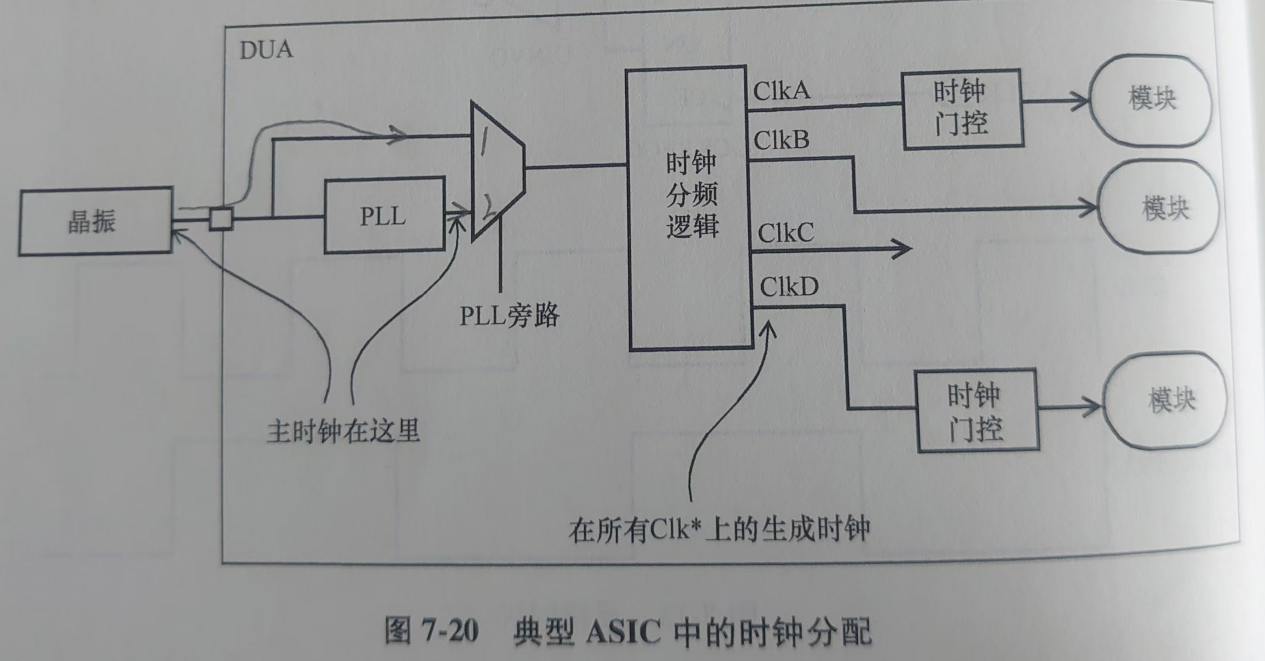
生成时钟源延迟：主时钟定义点到生成时钟定义点的延迟。

生成时钟网络延迟：生成时钟定义点到触发器时钟引脚的延迟。

被生成时钟驱动的触发器时钟引脚上的总延迟等于主时钟源延迟加上生成时钟源延迟再加上生成时钟网络延迟。

生成时钟可以继续派生时钟，每一个生成时钟只能有唯一的主时钟（此主时钟可以是一个生成时钟）。

7.3.4、典型的时钟生成场景



可定义两路主时钟：

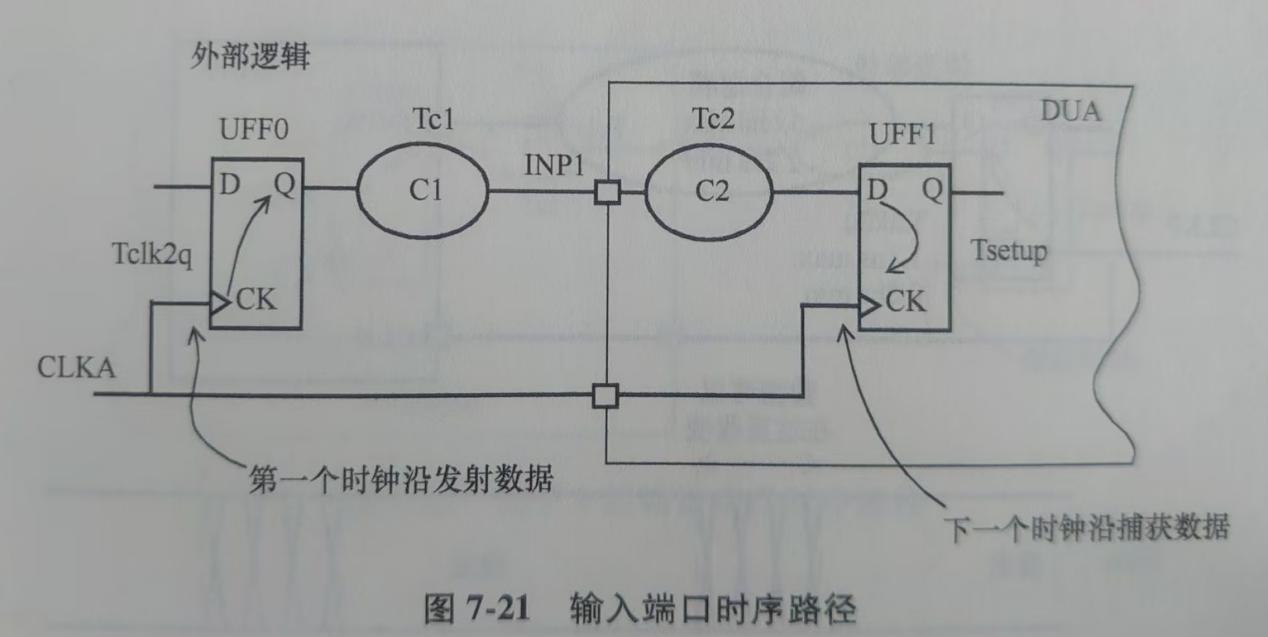
主时钟CLK1，晶振经芯片引脚进入到PLL旁路器，定义点在芯片晶振引脚。

主时钟CLK2，芯片内PLL输出到PLL旁路器，定义点在PLL输出。

假设时钟分频逻辑输出ClkA，ClkB与CLK1相关，则可将他们分别定义为CLK1的生成时钟。

假设时钟分频逻辑输出ClkC，ClkD与CLK2相关，则可将他们分别定义为CLK2的生成时钟。

7.4、约束输入路径



Tclk2q, UFF0的CK to Q的延迟；Tc1，组合电路C1的延迟；Tc2，组合电路C2的延迟；UFF1的建立时间 Tsetup；UFF1的保持时间Thold；T为时钟周期。有公式：

1. 0 + Tclk2q + Tc1 + Tc2 + Tsetup < 0 + T。公式1
2. 0 + Thold < 0 + Tclk2q + Tc1 + Tc2 。公式2

如果Tclk2q + Tc1 + Tc2 < Thold，那么UFF1的**老**数据还没有发射出去，就会被**新**到达的数据冲掉。

set\_input\_delay VALUE -clock CLKA -max 指定相对于**发射时钟沿**，数据最晚到达芯片引脚时间。用于建立时间检查。参照公式1）

set\_input\_delay VALUE -clock CLKA -min 可以指定相对于**发射时钟沿**，数据最早到达芯片引脚的时间。用于保持时间检查。参照公式2）

综上理解为，无论作何种检查（建立还是保持）如果外部输入的数据通路的延迟已知，则可以使用set\_input\_delay指定，在芯片内部设计时需要约束内部的数据路径延迟。

set Tclk2q 0.9

set Tc1 0.6

set\_input\_delay -clock CLKA -max [expr Tclk2q + Tc1] [get\_ports INP1]

设置相对于**时钟CLKA发射沿**的数据通路最大延迟为0.9+0.6=1.5ns。经过1.5ns最大延迟后，新数据才能到达芯片的输入引脚INP1，那么芯片内部的保守延迟仅有T - 1.5ns，这制约着 Tc2 + Tsetup的设计目标。此时，Tc2和UFF1的Tsetup是未知而需要约束的，而Tclk2q + Tc1是已知的。

最大或最小数据输入延迟决定于上游电路的设计、制造工艺和工作条件。一方面在设计时，上游电路的数据路径与时序路径相对长短不一致，差额可大可小，相对延迟也可大可小。另一方面，快工艺可可用较小延迟，慢工艺可可用较大延迟。但是上游电路一旦固定连接，其input\_delay应该是仅受工作条件影响而变化不大的常数。

又例如：

create\_clock -period 15 -waveform { 5 12 } [get\_ports CLKP]

set\_input\_delay -clock CLKP -max 6.7 [get\_ports INPA]

set\_input\_delay -clock CLKP -min 3.0 [get\_ports INPA]

设置输入最大和最小，最长和最短，最差和最快，最大时序工艺角和最小时序工业角。相对于时钟CLKP上升沿，数据到芯片INPA引脚的最大延迟是6.7ns，最小延迟是3ns。

对于建立时间检查，使用立马保命口诀，应使用最大数据延迟6.7ns，因此芯片内部数据延迟不能超过：15ns - 6.7- Tsetup = 8.3 - Tsetup。

对于保持时间检查，使用立马保命口诀，应使用最小数据延迟3ns，因此芯片内部数据延迟不能低于：Thold - 3。

如果芯片内部的UFF的Tsetup以及Thold是常数，那么可约束项只有Tc2。则：

(Thold - 3) < Tc2 < (8.3 - Tsetup)

进一步考虑：对于某UFF其Tsetup + Thold = Constant。结合公式1和公式2，有

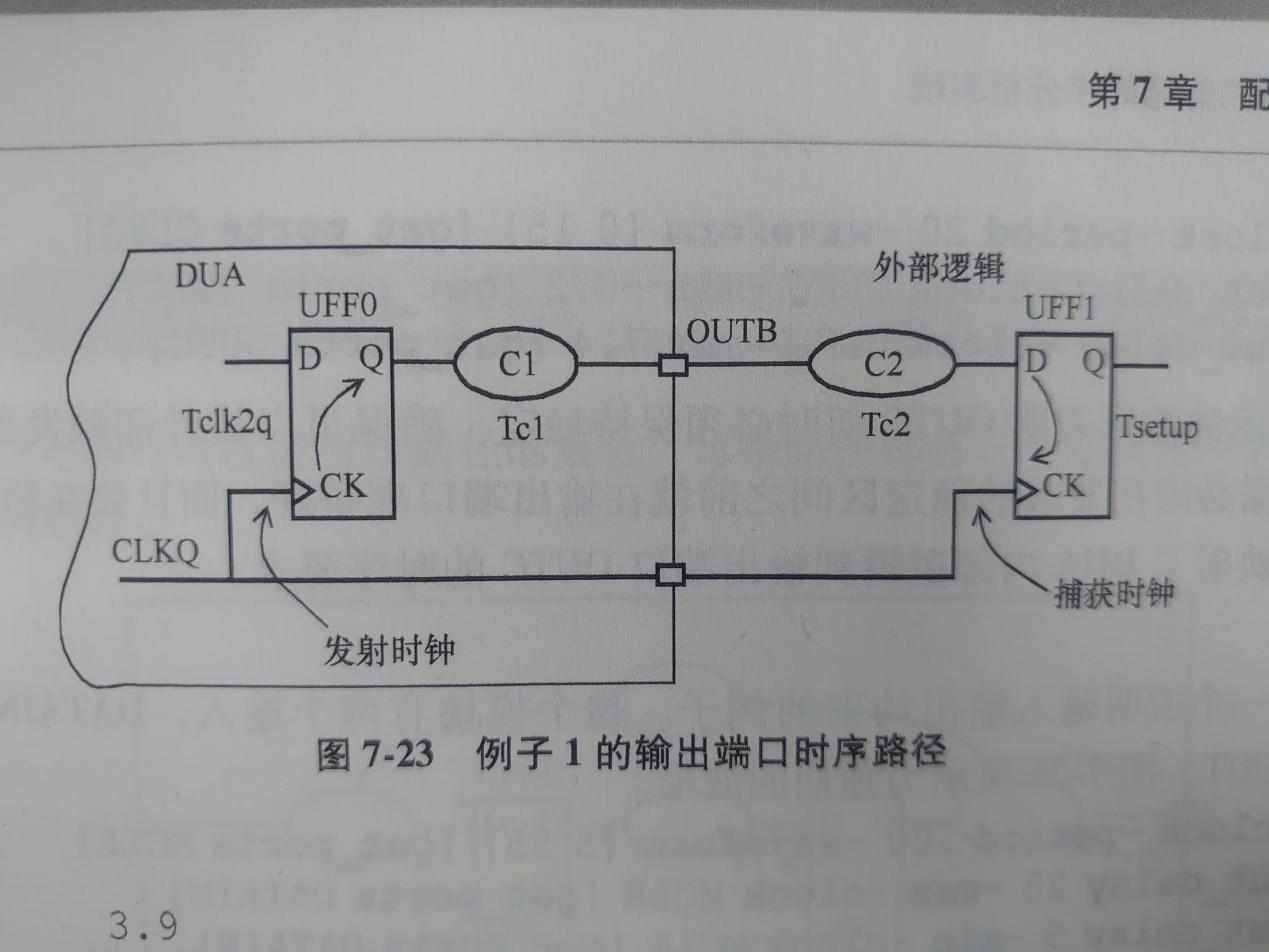
Thold < Tclk2q + Tc1 + Tc2 < T - Tsetup

或

0 < Tclk2q + Tc1 + Tc2 - Thold < T - (Tsetup + Thold) = T - Constant

如果参考时钟沿是下降沿，那么使用-clock\_fall选项。

7.5、约束输出路径



由上图：Tclk2q, UFF0的CK to Q的延迟；Tc1，组合电路C1的延迟；Tc2，组合电路C2的延迟；Tsetup，UFF1的建立时间; T， CLKQ的周期。

0 - Tclk2q - Tc1 - Tc2 - Tsetup > -T ;

~~Tclk2q + Tc1定义为外部输入延迟；~~

Tc2 + Tsetup定义为外部输出延迟

create\_clock -period 15 -waveform {0 7.5} [get\_port CLKQ]

set Tc2 3.9

set Tsetup 1.1

set\_output\_delay -clock CLKQ -max [expr Tc2 + Tsetup]

**输出延迟是对应捕获时钟指定的，设捕获时刻为0。**此时，输出最大延时为-5ns。理解为芯片内部UFF0的Tclk2q + Tc1是未知而需要约束的，是芯片设计时需要实现的，芯片外部的Tc2 + Tsetup是已知的（由set\_output\_delay指明的外部条件）。

建立时间检查：

-T + Tclk2q + Tc1 + Tc2 + Tsetup < 0时刻

或

0 - Tsetup - Tc2 - Tc1 - Tclk2q > -T时刻

-(Tclk2q + Tc1) > -15+5 = -10ns

Tclk2q + Tc1 < 10ns

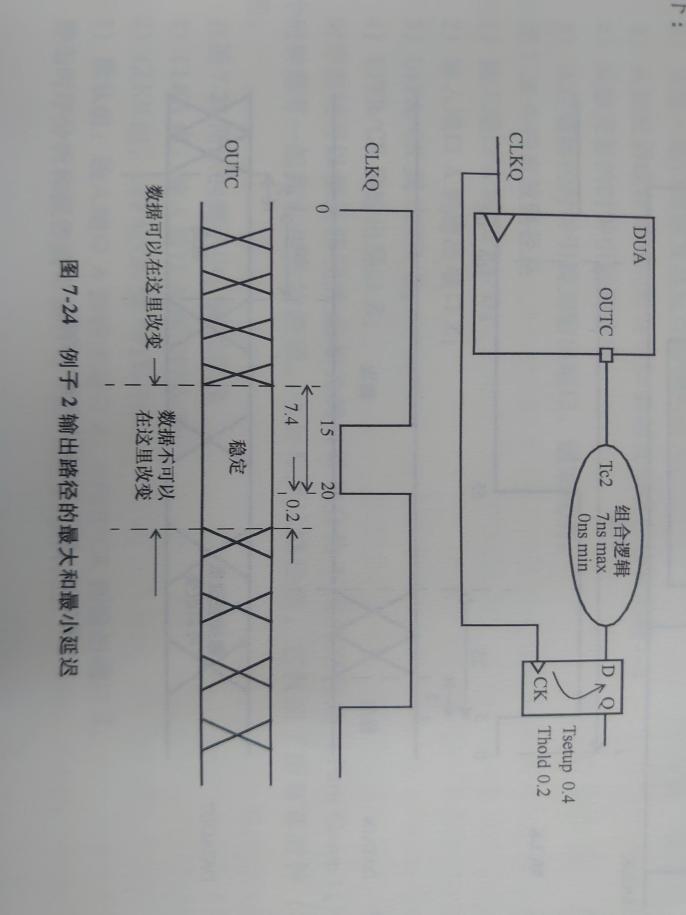
Tc1 < 10 - Tclk2q

保持时间检查：

-T + Tclk2q + Tc1 + Tc2 > -T + Thold

Tclk2q + Tc1 > Thold - Tc2 = 0.2 - 0

又例：



create\_clock -period 20 -waveform {0 15} [get\_ports CLKQ]

set\_output\_delay\_clock CLKQ -max [expr 7 + 0.4] [get\_ports OUTC]

set\_output\_delay -clock CLKQ -min [expr 0 - 0.2] [get\_ports OUTC]

数据路径的最大、最小延迟值，由下游电路的设计或制造工艺决定。

上例中Tclk2q + Tc1出现0值，靠考虑为芯片外部时钟路径与（Tclk2q + Tc1）数据路径相当。此例子的数据路径延迟是相对于时钟路径的，但是时钟路径也有长度，也会产生延迟。如果采用绝对时间观念，那么还需要设置时钟路径的延迟值；如果采用相对时间观念，可认为时钟与数据路径的共同延迟部分相互抵消，只考虑两者的差额部分，**是这样吗？**好处就是不需要设置时钟路径的绝对延迟值。相对部分就有正有负。

又例：

DUA有输入DATAIN和MCLK；有输出DATAOUT。

7.6、时序路径组

7.7、外部属性建模

7.8、设计规则检查

7.9、虚拟时钟

7.10、完善时序分析

7.11、点对点约束

7.12、路径分割

八、时序验证

九、接口分析

十、健壮性验证