

088281



Y1714134

## 独 创 性 声 明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

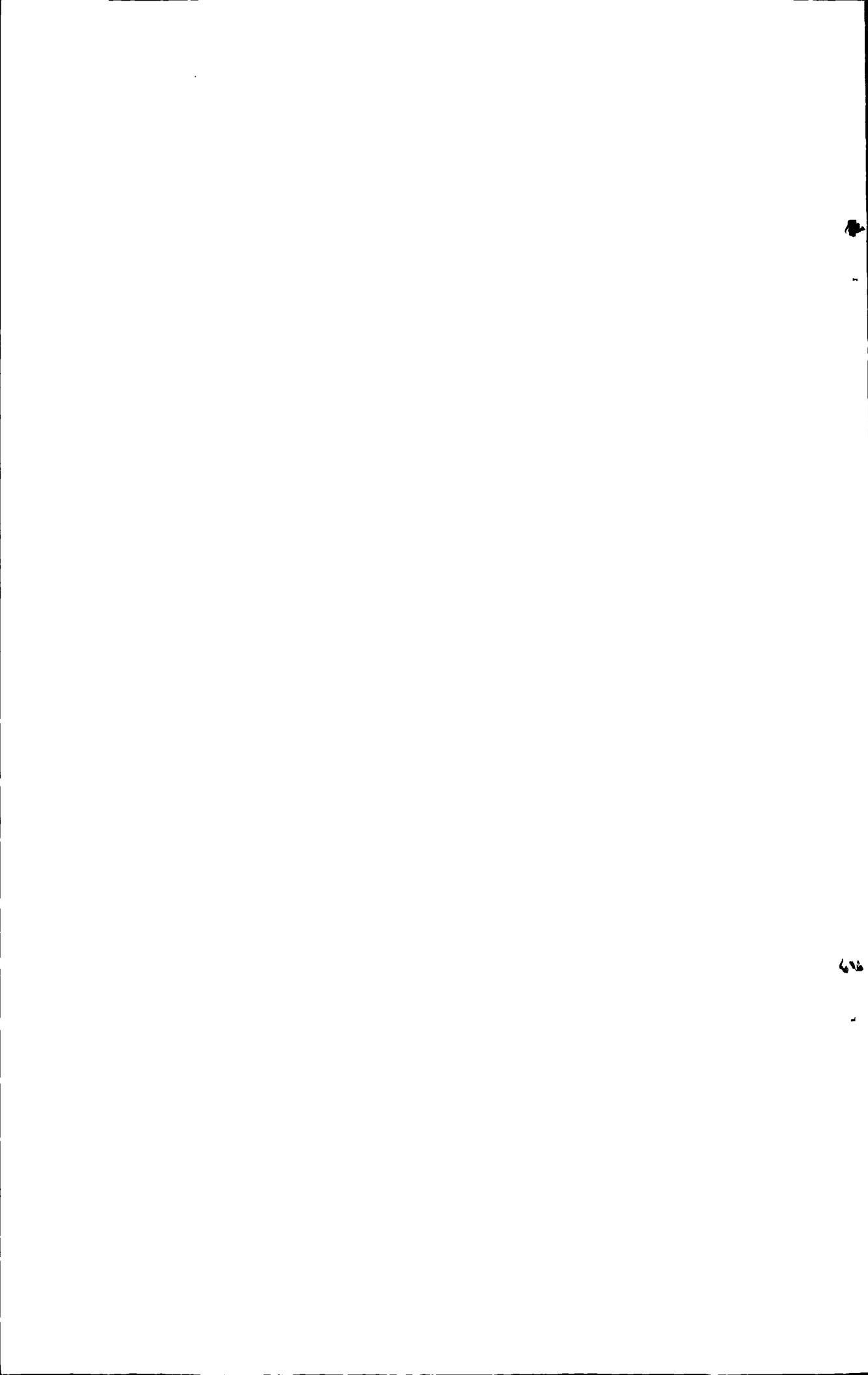
签名: 刘玉洁 日期: 2010 年 5 月 26 日

## 论 文 使 用 授 权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后应遵守此规定)

签名: 刘玉洁 导师签名: 肖峰  
日期: 2010 年 5 月 26 日



## 摘要

时钟性能在整个传送网中占有举足轻重的地位，时钟质量的好坏直接影响到整个传送网的传输质量以及运维成本。目前，随着人们对传送网的速率和质量提出越来越高的要求，必须对传输系统所使用的网络时钟质量进行评估，以使时钟质量得到保证。另外，以太网的应用越来越广泛，为了灵活地将以太数据适配进光传送网并有效地进行传送，在 2008 年的 ITU-T 会议上，提出了扩展性能更强的下一代光传送网（Next Generation Optical Transport Network，NG-OTN）。

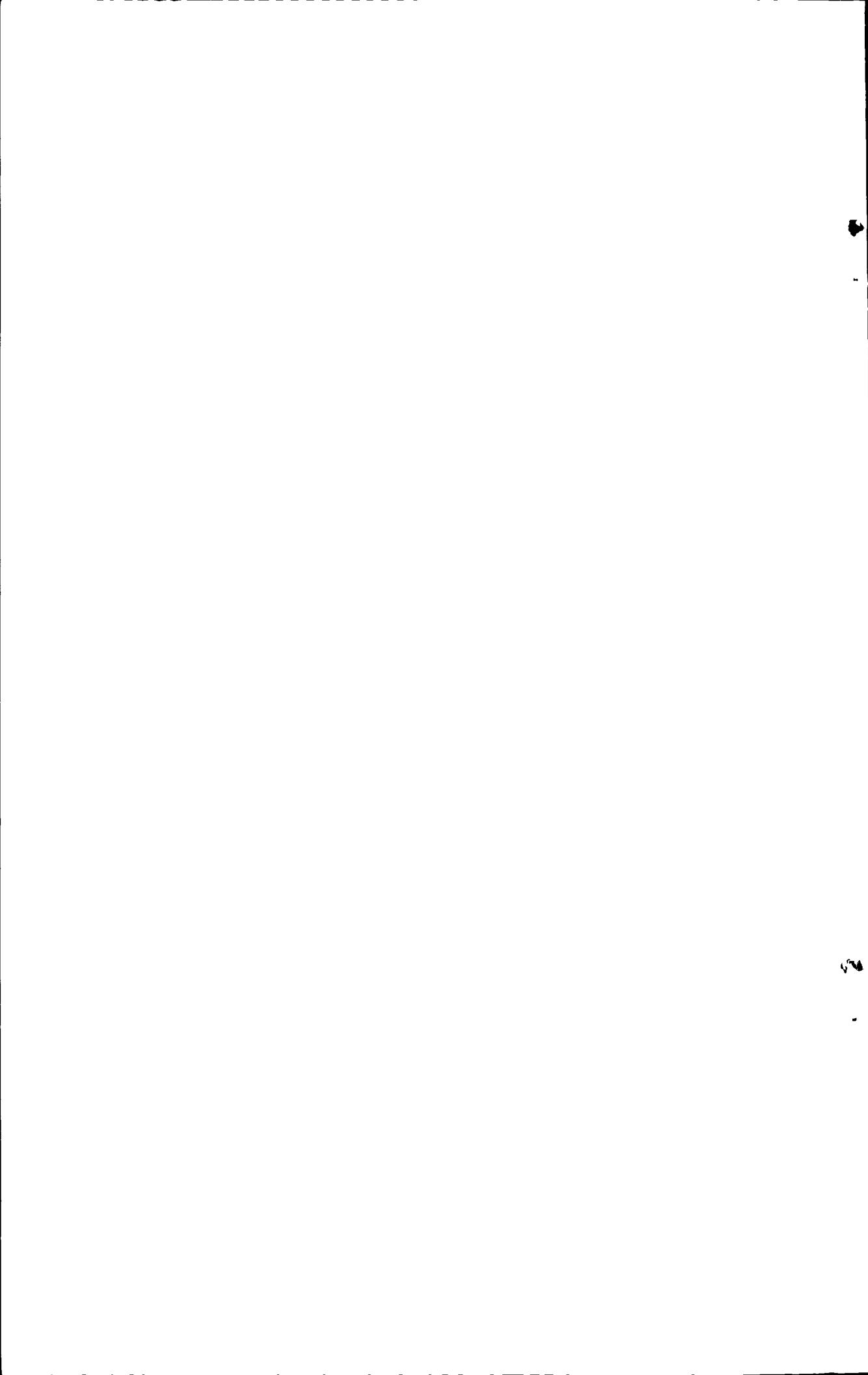
本文结合光传送网的最新体系结构，搭建了光传送网的模型，有效地模拟了以太客户信号在光传送网中进行传送时时钟性能的变化，并对客户信号在传送过程中的时钟性能进行仿真，通过模型最终输出的时钟性能指标，对比得出新旧映射方式对光传送网络时钟性能的影响。

本文设计的模型由下列模块组成：1) 基于时钟性能变化的光网络架构的搭建，其中分别使用下一代光传送网中新提出的通用映射过程（Generic Mapping Procedure, GMP）和传统的异步映射方法（Asynchronous Mapping Procedure, AMP）对客户数据进行速率适配；2) 两个滤波器模块的实现，分别是用于模拟信号解映射过程的二阶低通滤波器和用于时钟性能测量的一阶高通滤波器；3) 用于模拟映射过程的缓存模块的设计和实现；4) 时钟性能评估模块，其中包括两种时钟性能衡量算法，分别是最大时间间隔误差算法和时间方差算法。

本文完成了上述各个模块的实现及仿真，并在深入论述光传送网关键技术的基础上，对现有协议中光传送网的时钟性能规范进行了说明，详细分析了时钟劣化的各种来源以及对数字通信系统造成的影响。文章创新点在于有效地将光传送网中最新的接口和映射方式加入到仿真模型中，并在验证模型正确性的基础上，通过实验结论证明了新映射方式 GMP 对时钟性能影响更小的特点。

本文模型和仿真结论可以用于帮助光网络系统设计人员在系统实施前对光网络时钟性能进行衡量和分析，以及预估各种映射方式对时钟性能造成的影响。

关键词：下一代光传送网、时钟性能、映射方式



## ABSTRACT

The clock performance occupies a pivotal position in the transport network which has a direct impact on the quality and operational costs of the transport network. At present, as the increasing demands on the transmission speed and quality, we must make sure the clock quality to be guaranteed at all stages of the transmission system. In addition, to fit the client data into the optical transport network flexibly and effectively, the next generation of optical transport network, called NG-OTN (Next Generation Optical Transport Network), which can provided higher performance was proposed in the ITU-T meeting 2008.

In this dissertation, a model is built based on the architecture of NG-OTN. The Ethernet signal can be transported in the model. According to the model, the clock performance can be measured effectively, and the impacts of two mapping methods are compared.

The following points are included in the model: 1) Setting up the structures of optical network based on the clock performance. The new mapping process GMP (Generic Mapping Procedure) which proposed in the NGOTN and the traditional asynchronous mapping method AMP (Asynchronous Mapping Procedure) are used to adapt the customer data into server data respectively. 2) Designing two filter modules. One is a Second-order low-pass filter used to analyze the demapping process of signals and the other is a first-order high-pass filter used to measure of clock performance respectively. 3) Designing the cache module which is used for simulating the mapping processes. 4) Implementing a clock performance evaluation module, the module is consisted of two parts of algorithms, they're the maximum time interval error algorithm and the time variance algorithm respectively.

Each module above is achieved, and the simulation results are obtained in this dissertation. In addition, the specifications for clock performance on all stages of OTN are described, and the details of the various sources which had the influences on the clock performance and the digital communication system are analyzed deeply. The

---

## ABSTRACT

---

creations in this dissertation come from inserting the newest interfaces and the mapping process into the OTN model, and according to the results whose accuracy had been verified, the advantage of GMP which has less impact on the clock performance of OTN is proved.

The model and the simulating results as presented can be applied to design and evaluate the clock performance before implementing.

**Key Word:** OTN(Optical Transport Network)、Clock Performance、Mapping Process

## 目 录

第一章 引言 .....	1
1.1 论文选题的背景及意义 .....	1
1.2 论文选题的研究进展 .....	2
1.3 本文的主要工作 .....	4
第二章 光传送网架构描述 .....	5
2.1 光传送网体系介绍 .....	5
2.1.1 电层接口说明 .....	6
2.1.2 NG-OTN 的新增接口 .....	7
2.2 映射和复用 .....	8
2.2.1 映射和复用结构图 .....	8
2.2.2 映射 .....	9
2.2.3 复用 .....	13
第三章 网络时钟性能 .....	16
3.1 时钟抖动和漂移 .....	16
3.2 时钟抖动的分类 .....	17
3.2.1 随机抖动 .....	18
3.2.2 确定性抖动 .....	18
3.3 网络中时钟性能劣化 .....	20
3.4 光网络时钟性能的要求和规范 .....	22
3.4.1 OTUk 的最大输出抖动和漂移的网络限值 .....	22
第四章 模型设计 .....	24
4.1 模型的整体设计 .....	24
4.1.1 模型整体结构 .....	24
4.1.2 光网络架构的构建 .....	25
4.1.3 仿真步骤 .....	27

4.1.4 模型的输入 .....	27
4.2 映射参考模型 (HRM) 描述 .....	28
4.3 映射及复用模型设计 .....	29
4.3.1 模型中映射的设计 .....	29
4.3.2 复用过程相位信息算法 .....	34
4.4 滤波器的设计 .....	36
4.4.1 一阶高通测量滤波器 .....	36
4.4.2 二阶低通、20dB/decade 解同步滤波器 .....	37
4.5 时钟性能衡量算法 .....	38
4.5.1 时间间隔误差 (TIE) .....	39
4.5.2 最大时间间隔误差 (MTIE) .....	40
4.5.3 时间方差 (TDEV) .....	41
第五章 仿真结果及分析 .....	42
5.1 仿真运行环境 .....	42
5.2 实验数据及结果分析 .....	42
5.2.1 模型可靠性验证 .....	42
5.2.2 基于不同映射的下一代光传送网络的时钟性能仿真 .....	45
第六章 结论 .....	49
致谢 .....	50
参考文献 .....	51
攻硕期间取得的研究成果 .....	54

## 第一章 引言

### 1.1 论文选题的背景及意义

光传送网络（Optical Transport Network, OTN）是由一组通过光纤链路连接在一起的网元组成的网络，能够提供基于光通道的客户信号的传送、复用、路由、管理、监控以及保护<sup>[1]</sup>。OTN 网络是在同步数字系列（Synchronization Digital Hierarchy, SDH）传送网络投入应用之后的新一代传送网体制，随着数据业务带宽飞速发展，映射进 SDH 的开销增大，而通过映射进入 OTN 网络可以提供更高效率的传送，这种优势在骨干网络大带宽尤为明显。OTN 网络通过“数字包封”（Digital Wrapper）技术能够准确无误地传送各种客户业务，例如：以太网、IP 业务等等，SDH 业务等。传统的波分复用（Wavelength Division Multiplexing, WDM）网络不具有网络监视管理能力，而且其网络生存性能较差，而 OTN 网络通过改造现有网络，提供了强大的监管（Operation Administration Maintenance, OA&M）功能，由此提升了网络的生存性；另外，大颗粒的调度更适用于骨干网络，使其易于构建 T 阶别的骨干传送网；OTN 还提供多大 6 阶的 TCM（Terminal-to-Computer Multiplexer）功能，组织多阶子网以提供分段监视管理功能，解决了跨网，跨运营商的各种监视管理问题，提供了良好的传送层支撑。并通过 IP Over OTN Over Fiber 的方式，使物理封装层次更短，传送效率更高、支持带宽更大、传送层的监视管理更完善的传送管道<sup>[2]</sup>。OTN 还有一个明显特征就是与客户特定特性无关。所以，当不同速率的客户信号进入 OTN 网络时需要进行适当的速率调整，即映射。具体而言，映射是指在 OTN 网络边界处，将支路信号适配进容器的过程。例如：将各种速率信号先经过码速调整，分别装入到各自相应的标准容器中，再加上相应的低阶或高阶的通道开销，装入对应的容器中。由于映射使光传输网络中数据的装载格式发生改变，在传输过程中，会对时钟产生不同程度的影响。

物质存在及运动的基本属性之一就是时间属性。作为科学研究、科学实验以及工程技术等方面的基本物理参量，精密的时间为一切系统和时序过程的定时定量研究提供重要并且必不可少的时系坐标。在一般的日常生活中，时间精确到分钟或秒就足够，更高级的就是在卫星导航应用方面，时间精确度达到纳秒就能够满足需求。但是，在众多大型物理实验、国防以及工业的应用中，时间测量常常

被作为是一种重要的鉴别探测的手段，精确度要求是非常严格的，达到了纳秒量阶，甚至于达到了皮秒的量级。因此，如何提高时间测量的精度是现在众多学者追求的目标。运用数字电路来进行时间转换是时间测量的基本手段，它的基本方法是将携带时间信息的模拟信号转换为数字信号。然而，绝对的时间信息往往不具有太大的意义，而相对的时间信息才更有意义，所以众多的场合都应用了时间间隔信息测量的概念。精密的时间间隔测量在原子物理研究、相对论研究、地球动力学研究、人造卫星动力学测地和脉冲星周期研究等研究领域有着重要的作用，而且在诸如航空航天、太空通讯、地质测绘、导航通信、电力传输和科学计量等应用研究、国防和国民经济建设中也有着普遍的应用，对于时钟的测量已经深入到人们社会生活的方方面面，无所不及<sup>[3]</sup>。

另外，时钟信号对于数据采集和串行通信系统的设计是一个非常重要的因素，比如在采样电路、同步系统、混频电路、调制电路等设计中，时钟信号质量的劣化会对通信系统的性能产生重大的影响。随着数字电路和数据传输系统速度的增大，对时钟质量的测量也变得越发的重要。对于高速数据采集系统而言，随着输入信号频率的增加，系统时钟的性能对信噪比的影响也更大。所以评估和测量时钟的大小和分布近年来已经成为了学者们研究的热点，对于时钟性能的测量具有十分重要的现实意义。正是由于网络中的时钟设计属于高速传输系统设计的重要部分，系统的各个阶段都要求时钟的质量保持特定的等级，所以 ITU-T 网络标准中定义了时钟在网络标准接口上的预期性能，以保证在实现过程中传输质量和传输设备的无缝集成<sup>[4]</sup>。

## 1.2 论文选题的研究进展

在 2003 年 3 月的 ITU-T 会议上，G.709/Y.1331 协议中定义了用于光网络子网使用的光传送网(OTN)的接口（包括光传送体系 OTH、多波长光网络的开销功能、帧结构、bit 速率、客户信号的映射格式），以及光子网运行和管理所需的开销功能，由此奠定了光网络体系架构的基础。OTN 体系的最初提出，是为了更好的为 SDH 信号服务。目前 OTN 电层信号的层次结构分为三阶：OPU、ODU、OTU，速率等阶也分为三阶：OPU1~3、ODU1~3、OTU1~3。最低速率等阶的容器 OPU1 的速率 2488320 kbit/s，而这个速率恰好就是 STM-64 的速率<sup>[4]</sup>。所以，整个 OTN 体系对于 SDH 的适配是很方便的。但随着网络的发展，以太网技术以其高效、简明、标准开放、价格低廉等特点，逐渐成为局域网技术的主流。近年来，以太网更是

以异常迅猛的势头高速发展<sup>[5]</sup>。1998 年 IEEE 会议上通过的 GE 标准 (802.3z) 以及 2002 年 IEEE 会议上通过的 100GE 标准 (802.3ae) 的出现, 使得以太网逐步脱离了局域网的范畴, 向着城域的方向迈进<sup>[6]</sup>。以太网的这种普遍应用, 对传送网提出了新的要求。以太网数据信号怎么高效、灵活的适配进传送网并有效地进行传送, 是各大电信公司、设备提供商所面临的一大难题<sup>[7]</sup>。为此, 2007 年在 ITU-T 会议上, 提出了 NG-OTN 的体系结构<sup>[8]</sup>。其主要思想如下: NG-OTN 转变 OTN 为 SDH 服务的思路, 转向为 ETH 业务进行服务, 因此 NG-OTN 的主要改变体现在改进原有 OTN 体系结构以适应各种以太网业务的传输。关键点是各种以太网业务的容器, 以及映射复用体系; NG-OTN 需要支持灵活多业务, 因此提出了 MS-OTN (多业务 OTN) 的概念, 灵活的承载多种业务方式, 以以太网业务为主, 其他业务都能很好的得到支持<sup>[9]</sup>。

在客户业务处理方面, 存在着多种映射方法。传统的映射方法包括 AMP 映射, 但是该映射方法只能针对固定格式的客户信号进行速率适配, 普适性较差。2005 年 8 月的 ITU-T 会议上提出的 G.7041 规范中, 提出了 GFP (通用成帧规程)。GFP 具有成帧映射和透明映射两种方式可以分别应对不同需求的业务<sup>[10,11]</sup>。成帧映射需要将客户数据缓存下来再封装到 GFP 帧结构中, 此方式适用于对时延、抖动不敏感的业务, 对于那些需要更小时延以及更高传输效率的业务处理起来就比较困难<sup>[12]</sup>。2007 年提出的 NG-OTN 体系结构中, 提出了一种新的映射方法 GMP (通用映射规程)。它提供了一种支持透明传输固定比特率信号的方法, 这种固定比特率的范围在 0 到 OPUk 载荷区域的带宽范围。

ITU-T 中关于数字传输网同步与定时性的标准主要有 G.810, G.811, G.821, G.812 及 G.81S 等, 对数字网络的抖动和漂移容限范围的定义标准有 G.823, G.824, G.825<sup>[13,14]</sup>。其中 G.810 定义了定时模式的规范, G.811 规定了适用于准同步操作的主基准时钟输出的时钟要求, G.812 定义了适用于从钟输出的时钟要求。实际上, 不论是异步传送网、准同步传送网还是同步传送网, 符合 G.811 和 G.812 特性的时钟作为同步定时源都是适用的。G.823 和 G.824 规范了速率在 1544kbit/s 系列的数字传送网的时钟抖动和漂移的容限范围。G.825 定义了基于同步数字网的抖动和漂移的容限。另外, 网络传送设备的输出抖动漂移特性又与时钟的输出噪声特性、同步链路的抖动漂移特性以及传输链路的漂移特性密切相关<sup>[15,16]</sup>。例如, G.783 和 G.958 建议规定了在同步传送设备的 STM-N 接口输入处的抖动和漂移应该符合相应的模板要求, 而同步传送设备在 G.703 接口处的输入抖动漂移容限则又应该符合 G.823/G.824 规定的模板要求<sup>[17,18]</sup>。由于在 OTN 设备接口输入处的抖动和漂移

容限由协议 G.8251 给出,本文所涉及的 OTN 设备接口处的输入抖动漂移容限应符合 G.8251 规定的模板要求<sup>[19]</sup>。

### 1.3 本文的主要工作

本文首先对下一代光传送网的体系架构进行建模,模拟客户信号的时钟在下一代光传送网中的传送和变化,其中通过选择不同的映射方式将以太客户信号适配到下一代光传送网上进行传送,最终通过对接收端恢复出的客户时钟与理想客户时钟的对比,得出各种映射方式对于下一代光传送网络时钟性能的影响。

本文的结构安排如下:

第一章主要介绍不同的映射方法对下一代光传送网络影响的研究背景及其意义,介绍了光传送网络以及时钟性能的国内外发展现状,并叙述了本文的主要工作和内容安排。

第二章描述光传送网的整体结构体系以及关键技术,系统介绍了各组成部分的结构和功能以及不同映射的实现方式和运行机制等。

第三章详细地讨论了传输系统中时钟劣化的原因,以及对数字通信系统所造成的影响,并对光网络时钟性能的标准要求和规范进行了说明。

第四章对光网络时钟性能模型进行了整体设计,完成各个模块的设计和具体实现方法,给出了各个关键模块设计的理论背景知识、设计流程图、模型示意图等,以及用以验证不同映射方法和客户速率的参数设置表等。

第五章在分析了不同映射方法对下一代光网络时钟性能影响的基础上,得出了对比结论,并给出了仿真结果和分析报告。

第六章为结论部分,对完成的主要工作进行总结,并为下一步工作提出有益的建议。

## 第二章 光传送网架构描述

本章主要介绍了光传送网的体系结构，接口的定义以及各种映射方式的定义，并详细描述了光传送网中对客户信号进行映射和复用的实现过程。该体系结构和映射复用的实现方式作为仿真模型设计的基础，在构造模型的过程中具有重要的地位。

### 2.1 光传送网体系介绍

OTN 接口的体系结构如图 2-1 所示，该图表示了客户信号在 OTN 中进行传送的封装过程，主要是分为电层处理和光层处理。图中客户信号（Client）首先映射在光信道净荷单元（Optical Channel Payload Unit-k, OPUk）中。OPUk 映射进光信道数据单元（Optical Channel Data Unit-k, ODUk），而 ODUk 映射进光信道传送单元（Optical Channel Transport Unit-k, OTUk）中并加入相应开销以及前向纠错编码（Forward Error Correction, FEC）后，将 OTUk 映射到光信道（Optical channel, OCh）中，继而将 OCh 调制在光信道载体（Optical Channel Carrier, OCC）上，在光层进行波分传送<sup>[20]</sup>。

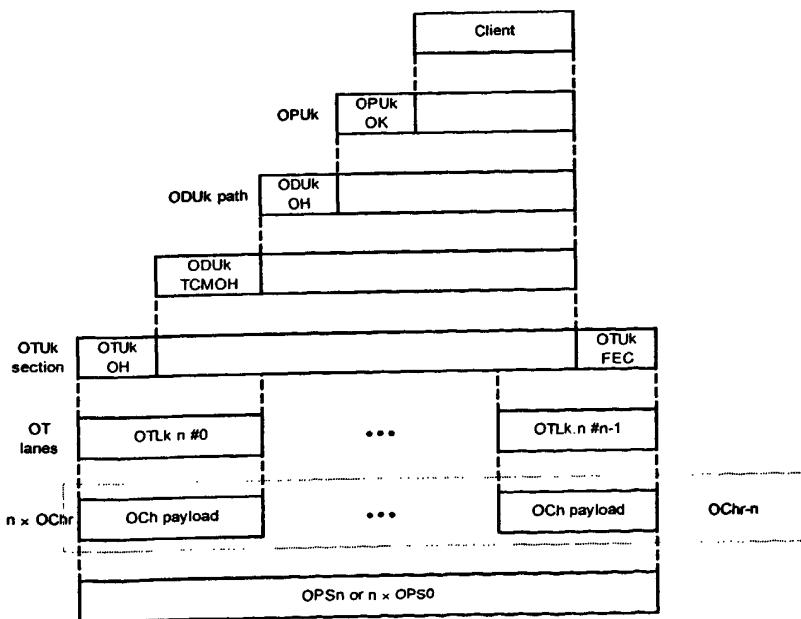


图 2-1 OTN 的接口结构图

### 2.1.1 电层接口说明

#### 1、OPUk

OPUk( $k = 1, 2, 3$ )帧结构由下图给出。

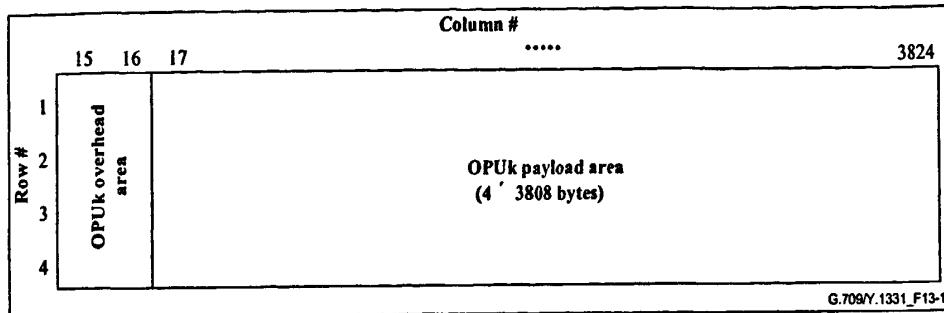


图 2-2 OPUk 帧结构<sup>[21]</sup>

如图 2-2 所示的 OPUk 帧结构中可以看出, OPUk 的帧结构是按照基于字节的具有 4 行和 3810 列的块状帧结构组织。OPUk 帧的两个主要区域是: OPUk 开销域, OPUk 净荷域。其中第 15~16 列专门用于 OPUk 的开销域, 第 17~3824 列专门用于 OPUk 净荷域。

#### 2、ODUk

ODUk ( $k = 1, 2, 3$ )帧结构在图 2-3 中给出。

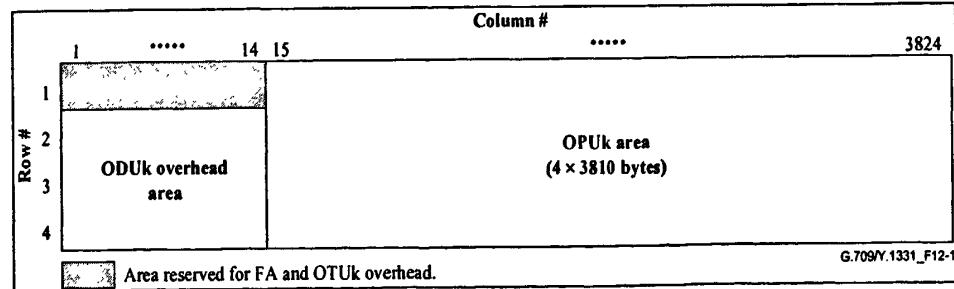
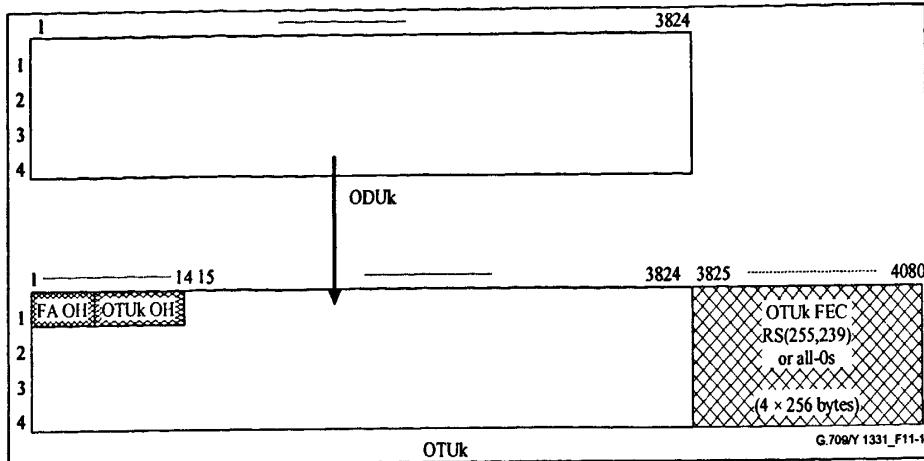


图 2-3 ODUk 帧结构<sup>[21]</sup>

ODUk 按照基于字节的 4 行和 3824 列块状帧结构组织。ODUk 帧的两个主要区域为: ODUk 开销区域, OPUk 区域。其中第 1 列至 14 列为 ODUk 开销区域专用, 第 15 至 3824 列为 OPUk 区域专用。

#### 3、OTUk

OTUk ( $k = 1, 2, 3$ )帧结构在基于 ODUk 帧结构的基础上, 使用了前向误码纠错(FEC)扩展, 如图 2-4 所示。ODUk 帧中添加了 256 列用作 FEC, 同时 ODUk 开销中第 1 行的第 8~14 列的保留开销字节用作 OTUk 的指定开销, 产生一个基于字节的具有 4 行 4080 列的块帧结构。

图 2-4 OTUk 帧结构<sup>[21]</sup>

### 2.1.2 NG-OTN 的新增接口

随着需求的不断增多, 越来越多的不同类型的客户信号 (如 SDH、Ethernet、Fiber Channel 等) 需要在 OTN 上进行传输<sup>[21]</sup>。OTN 以下列路线不断地向前演进: OTN 最初的客户信号主要是针对 SDH 信号, 通过密集波分复用 (Dense Wavelength Division Multiplexing, DWDM) 将信号复用在一条光纤中进行传送。当前应用的 OTN 中只含有 3 种基于 SDH 客户信号的接口速率: 2.5 Gbit/s、10 Gbit/s、40 Gbit/s。然而作为传送层, 要求 OTN 既能有效利用带宽又能将各种速率和类型的客户信号有效地进行传输。为此, 在 2007 年的 ITU-T 会议上, 提出了 OTN 的演进体系结构 NGOTN。NGOTN 主要体现在为了适配现有的以太业务<sup>[18]</sup>, 改进了装载客户信号的容器和映射复用的体系; 支持高速率 (40 Gbit/s、100 Gbit/s 客户信号) 的传输; 构造以以太网业务为主, 各种业务都能得到很好支持的多种业务传输体系<sup>[22]</sup>。

在接口单元方面, NGOTN 作出了下列调整, 首先 NGOTN 中 ODU (Optical Data Unit 光数据单元) 的复用层次在原先两层复用结构的基础上更新为了四层复用结构, 即:

由 ODU1→ODU2→ODU3 更新为 ODU0→ODU1→ODU2→ODU3→ODU4

新增的接口信号中包含了需要新增的客户信号速率, 具体的 NG-OTN 的接口类型和速率在表 2-1 中示出<sup>[22]</sup>。

这个调整主要是为了更好进行传输各种新老客户信号: 为了兼容 10 GbE LAN PHY 信号, 定义了速率为(239/237)(10.3125) Gbit/s 的 ODU2e; 为了兼容 4 个 ODU2e 信号, 又定义了速率在 41.7 Gbit/s (the exact rate is currently TBD) 的 ODU3y。为了兼容 100 Gbit/s 客户信号, 提出了速率约在 100 Gbit/s 的 ODU4<sup>[23]</sup>。在 NG-OTN 体

系统结构中, ODU0 是一个重要的组成部分。ODU0 的定义是为了更好的适配 1 Gbit/s 的以太客户信号。在 2008 年 2 月的 ITU-T 会议, 提出了 ODU0 应该具有 1.249 Gbit/s 的速率。但后来的讨论中发现, 由于 2.5 Gbit/s 的接口应用相当的广泛, 所以为了节约带宽, 就需要在 OTU1 里面有效的装载两个 GE /ODU0 信号。这就使得 ODU0 的速率必须比 ODU1 的 50% 要小。所以后来提出了 1.244 Gbit/s 的速率。将 ODU0 速率定义为 1.244 Gbit/s 的理由主要为如下三点<sup>[24]</sup>: 1、市场的要求和低成本的考虑; 2、兼容现有网络; 3、支持 1 Gbit/s 以太信号的有效传送。为了使 NG OTN 时隙允许客户信号的速率小于 2.5 Gbit/s 而且尽可能地节约带宽<sup>[25]</sup>, 最后将 NGOTN 的时隙带宽定义为 1.25 Gbit/s。

表 2-1 四层复用结构的 ODU 类型及速率<sup>[22]</sup>

ODU 类型	ODU 标称比特速率
ODU0	1 244 160 kbit/s
ODU1	239/238 × 2 488 320 kbit/s
ODU2	239/237 × 9 953 280 kbit/s
ODU3	239/236 × 39 813 120 kbit/s
ODU4	239/227 × 99 532 800 kbit/s
ODU2e	239/237 × 10 312 500 kbit/s

注: 标称 ODU<sub>k</sub> 速率约为: 2 498 775.126 kbit/s (ODU1),  
10 037 273.924 kbit/s (ODU2), 40 319 218.983 kbit/s (ODU3), 104  
794 445.815 kbit/s (ODU4) 以及 10 399 525.316 kbit/s (ODU2e)。

## 2.2 映射和复用

### 2.2.1 映射和复用结构图

在图 2-5 中显示了各种信息结构元之间的关系, 并阐明了 OTN 的复用结构和映射(包括波长和时分复用)。

由图 2-5 可以看出:

1、当客户信号速率为 2.5 Gbit/s 被传送时, 有下列几条复用映射路线上线路进行传送:

1) 映射进入 ODU1 中, 4 个 ODU1 复用进 ODU2, 4 个 ODU2 又复用进 ODU3 中, ODU3 再映射进 OTU3, 同时加入 FEC 纠错码, 上线路进行传送, 此时线路

的速率约为 40 Gbit/s;

2) 映射进入 ODU1 中, 4 个 ODU1 复用进 ODU2, ODU2 再映射进 OTU2, 同时加入 FEC 纠错码, 上线路进行传送, 此时线路的速率约为 10 Gbit/s;

3) 映射进入 ODU1 中, ODU1 映射进 OTU1, 同时加入 FEC 纠错码, 上线路进行传送, 此时线路的速率约为 2.5 Gbit/s。

2、当客户信号速率为 10 Gbit/s 被传送时, 有下列几条复用映射路线上线路进行传送:

1) 映射进入 ODU2 中, 4 个 ODU2 复用进 ODU3, ODU3 再映射进 OTU3, 同时加入 FEC 纠错码, 上线路进行传送, 此时线路的速率约为 40 Gbit/s;

2) 映射进入 ODU2 中, ODU2 再映射进 OTU2, 同时加入 FEC 纠错码, 上线路进行传送, 此时线路的速率约为 10 Gbit/s。

3、当客户信号速率为 40 Gbit/s 被传送时, 有以下复用映射路线上线路进行传送:

1) 映射进入 ODU3 中, ODU3 映射进 OTU3, 同时加入 FEC 纠错码, 上线路进行传送, 此时线路的速率约为 40 Gbit/s。

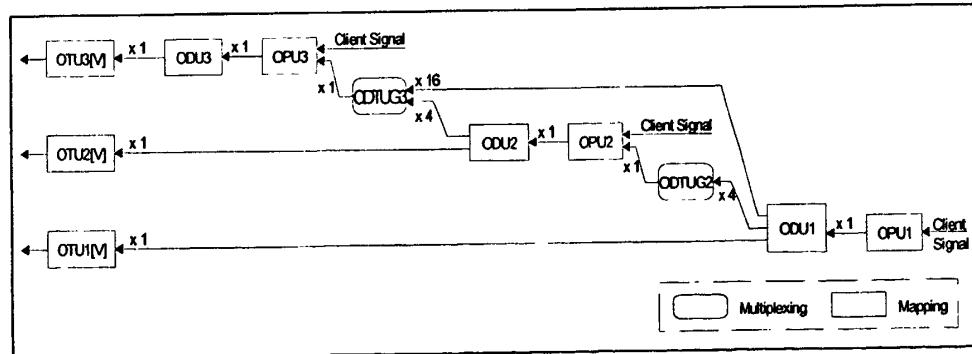


图 2-5 OTN 的复用结构和映射图<sup>[21]</sup>

## 2.2.2 映射

映射是指将客户信号适配进服务器信号中, 以使客户信号在传送层进行更好地传送<sup>[26]</sup>。

### 1、传统的映射方式

在客户业务承载方面, 传统的映射方式分为比特同步映射和异步映射。

总体而言, 在 OTN 传送网络中, 被映射的 OPUk 净荷由  $4 \times 3808$  字节组成, 如下图所示<sup>[23]</sup>。

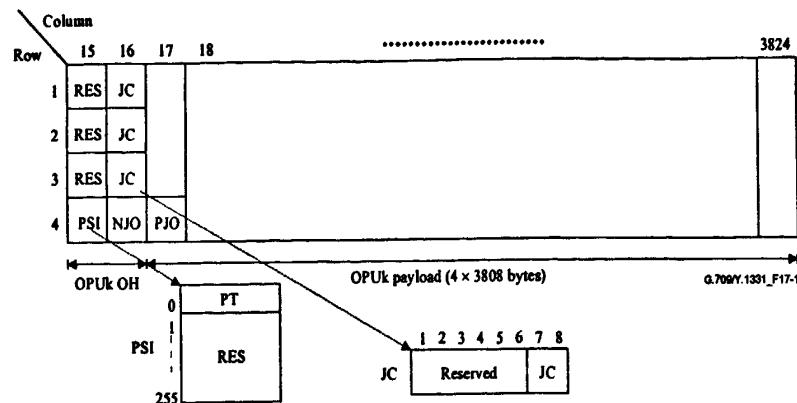


图 2-6 映射示意图

图中 OPUk OH (Overhead) 为 OPUk 的开销段, 其中 RES (Reserved for future international standardization) 为保留字节, JC (Justification Overhead) 为调整控制字节, NJO (Negative Justification Overhead) 和 PJO (Positive Justification Overhead) 分别为正负调整机会字节, 下面详细描述传统映射方式的调整方式, 以及这些调整开销的用法。

### 1) 调整机制

OPUk 包含了 3 个调整控制字节 JC, 一个负调整机会(NJO)字节以及一个正调整机会(PJO)字节。映射处理时按照 2-2 产生 JC、NJO 和 PJO。解映射按照表 2-3 解释 JC、NJO 和 PJO。由于开销段中含有 3 个 JC, 因此使用多数判决法来确定解映射处理中的调整, 以防止三个 JC 信号中的错误。其中的 justification byte 规定为全零, 在解收端将忽略这些调整字节。

表 2-2 异步映射JC, NJO及PJO 产生机制

JC	NJO	PJO
0 0	调整字节	数据字节
0 1	数据字节	数据字节
1 0		未定义
1 1	调整字节	调整字节

表 2-3 JC, NJO及PJO解释原则

JC	NJO	PJO
0 0	调整字节	数据字节
0 1	数据字节	数据字节
1 0	调整字节	数据字节
1 1	调整字节	调整字节

其中,当映射方式为异步映射时,OPUk 信号由本地时钟在规定的限值内产生,其独立于客户信号。客户信号使用正/负/零调整机制映射到 OPUk 中。

## 2) 映射方式

以上是对调整机制的描述,另外,为了更好地适配客户信号速率,在协议 G709 中分别通过规定以下固定的格式将 STM-N 客户信号中 CBR2G5, CBR10G, CBR40G (如: STM-16/64/256 信号) 映射到 OTN 的 OPUk 帧中:

客户信号	映射方式															
	Column #															
CBR2G5	15 16 17 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
CBR10G	15 16 17 ..... 1904 1905 ..... 1920 ..... 1921 ..... 1922 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1904 1905 ..... 1920 ..... 1921 ..... 1922 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1904 1905 ..... 1920 ..... 1921 ..... 1922 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1904 1905 ..... 1920 ..... 1921 ..... 1922 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
CBR40G	15 16 17 ..... 1264 1265 ..... 1280 1281 ..... 2544 2545 ..... 2560 2561 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1264 1265 ..... 1280 1281 ..... 2544 2545 ..... 2560 2561 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1264 1265 ..... 1280 1281 ..... 2544 2545 ..... 2560 2561 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															
	15 16 17 ..... 1264 1265 ..... 1280 1281 ..... 2544 2545 ..... 2560 2561 ..... 1 RES RES RES ..... 2 RES RES RES ..... 3 RES RES RES ..... 4 RES RES RES ..... Row # PSI NRO NCO PPO															

图 2-7 映射格式示意图

对上图描述如下:

对于 CBR2G5 信号的映射: 8 个连续 bit 组映射到 OPU1 的一个数据字节中。

对于 CBR10G 信号的映射: 8 个连续 bit 组映射到 OPU2 的一个数据字节中, 在 1905 列到 1920 列时加入 64 个固定填充字节。

对于 CBR40G 信号的映射: 8 个连续 bit 组映射到 OPU3 的一个数据字节中, 在 1265 到 1280 以及 2545 到 2560 列加入 128 个固定填充字节。

## 2、通用成帧规程 GMP

传统的映射方式针对不同的客户信号,都需要定义不同的映射方式。随着客户信号的种类越来越多,如果每次都需要单独定义一种映射方式效率是相当低的,所以一种普适性强的映射的方法应运而生<sup>[27,28]</sup>。2007 年,ITU-T 在协议 G709 Livinglist SP13 中定义了自适应客户信号业务的映射方法——GMP 通用映射规程,将各种不同的客户信号映射进 OTN 网络中<sup>[29]</sup>。

GMP 的主要原理是在映射处产生  $C_n$  值记录客户端时钟,  $C_n$  值会嵌入帧开销

中进行传输，解映射处用  $C_n$  计算的逆过程恢复出客户时钟，由此就达到了不同类型的客户信号都可以进行传输的目的。在数据处理方面，提供了一种叫做 sigma-delta 的算法，这种算法可以将数据均匀分布在净荷区域中，有效的减少缓存大小，对时钟性能的影响也更小。其具体算法描述如下<sup>[31]</sup>：

1) 映射端通过客户时钟与服务器时钟的比值，产生携带客户时钟信号并记录了净荷中客户数据个数的  $C_n$  值，该值将被携带在帧开销中进行传输；在解映射端用逆过程恢复出客户时钟。 $C_n$  值的求解公式如下：

$$C_n = \text{int} \left( \frac{f_{client}}{f_{server}} \times \frac{B_{server}}{n} \right) \quad (2-1)$$

上式中， $C_n$ ：一个服务器信号中承载的客户数据个数， $f_{client}$ ：客户时钟频率， $f_{server}$ ：服务器时钟频率， $B_{server}$ ：每帧比特数， $n$ ：映射粒度。

2) 为了可以有效的减少缓存大小，又对任何类型的客户信号都具有适用性。所有类型的信号净荷都通过统一的 sigma-delta 算法，将数据均匀分布于净荷区域（如图 2-8）。

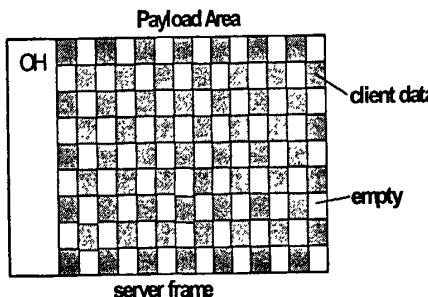


图 2-8 数据分布图

3) 将处理后的数据放入如图 2-9 所示的 OPUk 净荷中传送：

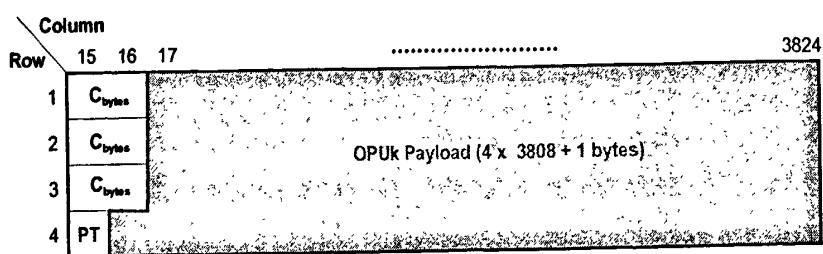


图 2-9 映射框图

### 2.2.3 复用

复用是指将多个低速率的 ODUk 信号复用到更高速率级别的 ODUk 信号进行传送的方式。

本文通过以下的复用过程来举例说明复用的基本思想及过程<sup>[15]</sup>:

4 \* ODU1 → OPU2 → ODU2 → OTU2

为了更好地进行复用，首先将 OPU2 分解为许多支路时隙(TS)，以最低阶的 ODUk 信号作为时隙的单位来进行划分。这些支路时隙(TS) 间插在 OPU2 中。一个支路时隙(TS)包括一部分 OPU2 OH 区域和一部分 OPU2 净荷区域。ODU1 帧的字节将映射进支路时隙(TS)的 OPU2 净荷区域，调整开销字节将映射到 OPU2 开销字节区域中。图 2-10 显示了 OPU2 支路时隙的分配。一个 OPU2 支路时隙占用 OPU2 净荷区域的 25%。4 个 OPU2 TS 在 OPU2 净荷区域中为字节间插。

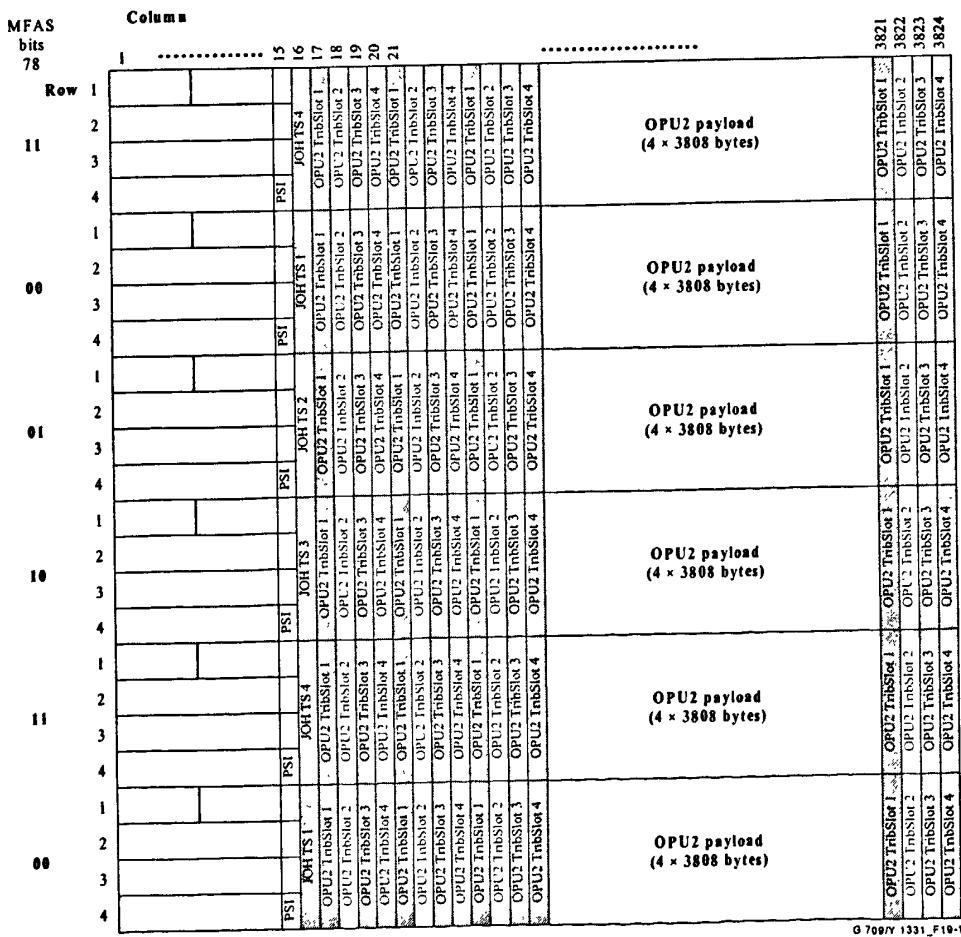


图 2-10 OPU2 信号时隙分配图<sup>[21]</sup>

### 步骤二：ODTU12 的概念

光通道数据支路单元(ODTU12)是一个调整后的 ODU1 信号，结构为 952 列 16 (4 × 4)行，其中包含有 1 列的调整开销控制 (JOH)，如图 2-11 所示。其中每个 ODU1 信号异步映射进一个 ODTU12 中，使用 ODU2 的时钟，传统上是采用正负调整机会来平衡频差(1/0/+2BYTE 机会)。其中 JOH 列在 OPU2 的位置由 ODTU12 分配进 OPU2 的时隙起止位置所决定。

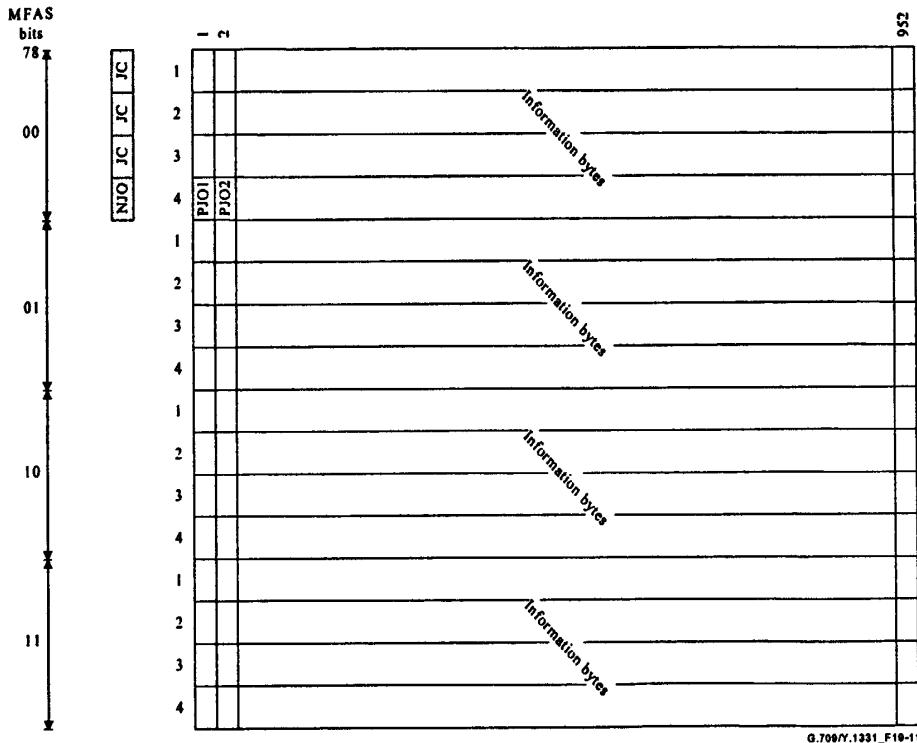


图 2-11 ODU12 示意图<sup>[21]</sup>

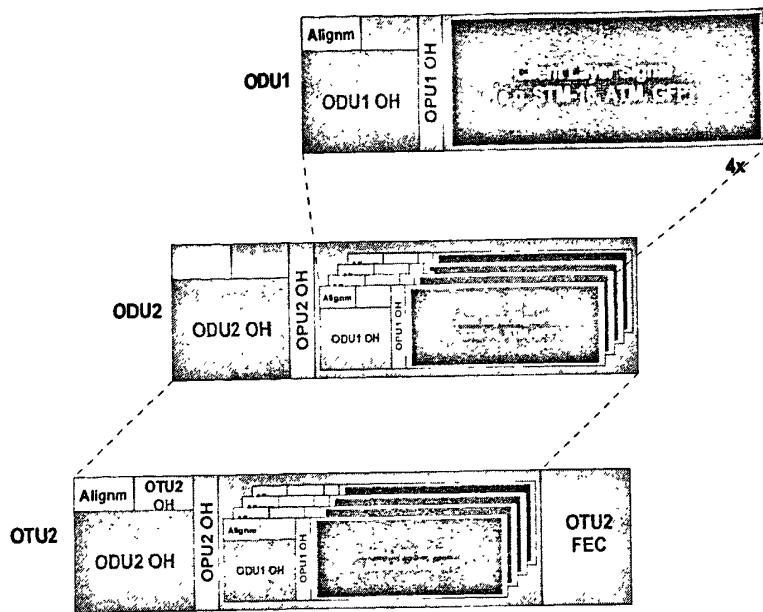
### 步骤三：ODTU12 → OPU2 时隙的复用方式

将一个 ODTU12 信号按字节对应的方式映射至四个 OPU2 支路时隙中的第一个，下一个 ODTU12 信号映射至四个 OPU2 支路时隙中的第二个，依次...这样就实现了将四个 ODTU12 信号复用到一个 OPU2 中。

### 步骤四：OPU2 → ODU2 → OTU2

最后，在 OPU2 中加入 ODU2 和 OTU2 的开销及 FEC，其中 ODU1 和 ODU2 的速率适配是通过正负字节调整实现的。

整个复用过程可以用图 2-12 表示。



NOTE - The ODU1 floats in ¼ of the OPU2 Payload area. An ODU1 frame will cross multiple ODU2 frame boundaries. A complete ODU1 frame (15296 bytes) requires the bandwidth of  $(15296/3808 = 4.017$  ODU2 frames. This is not illustrated.

图 2-12 复用过程图<sup>[21]</sup>

### 第三章 网络时钟性能

时钟的测量是本文课题的主要任务之一，有大量的同步问题，在建立系统体系结构时必须十分清楚。因此本章将论述时钟劣化的各种来源，并讨论传输系统中时钟性能劣化的原因和影响，进一步分析光网络标准中定义在接口上的时钟预期性能指标。

#### 3.1 时钟抖动和漂移

在 ITU-T 的 G.701 协议中，对抖动的定义是短期内数字信号在重要变化瞬间，在时间轴上相对于理想位置发生的偏移，这些重要的变化瞬间包括信号的上升沿、下降沿等等，如图 3-1 所示<sup>[31]</sup>。漂移是指信号变化长期偏离理想位置。漂移和抖动之间没有明确的分界线，一般认为当抖动频率低到 10 Hz 以下的相位偏差称之为漂移。

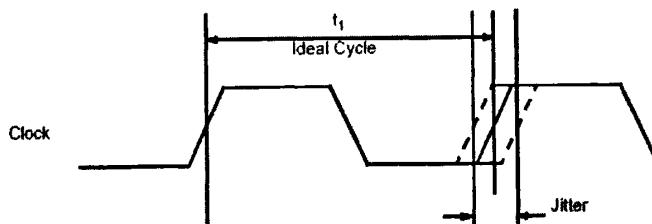


图 3-1 信号相位偏移图

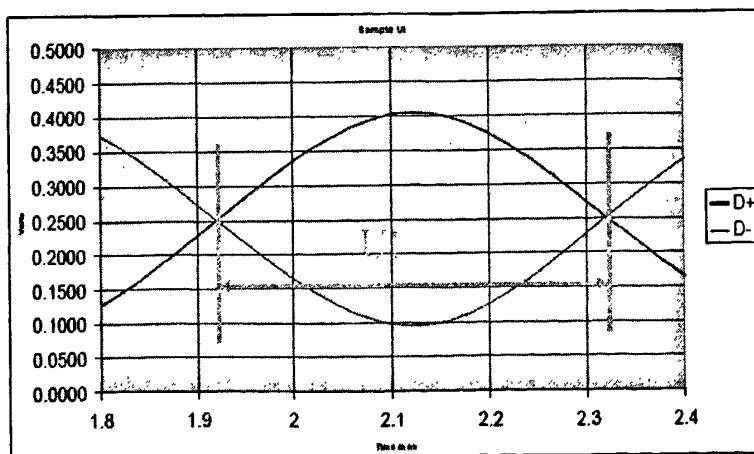


图 3-2 比特传输的标称周期

抖动和漂移衡量涉及一个重要的单位量：单位间隔（Unit interval, UI），一个 UI 就表示一个比特传输的标称周期，如图 3-2 所示。抖动和漂移主要衡量的标志就在一个 UI 的上升沿和下降沿上实际相位对于理想相位的偏移。

在同步系统中，传输时钟的抖动会影响系统同步，过大的抖动会导致数据的有效窗口的宽度缩小，进而使得信号建立保持时间的裕量不足，造成误码，或者会减低信号的消光比。对于一个设计好的锁相环而言，自身的锁相频率范围和追踪速率都有限，若抖动的幅度过大，超过了锁相环的频率范围，或者抖动的变化太快，超过了锁相环的追踪速度，都会导致锁相环出现一系列如失锁甚至跳周的问题，最终导致输出频率不可信。在高速串行数据通信中，通常都会采用时钟数据恢复设备（Clock Data Recovery, CDR）从数据中恢复时钟。当抖动过大的时候，接收端的 CDR 将无法恢复时钟，造成误码<sup>[31]</sup>。因此在光传送网络中，对于配有缓存器的网元，过大地输入抖动或者漂移会造成缓存器的溢出或取空，产生滑动损伤。即便没有造成滑动损伤，也可能因为读、写时刻的偏差而导致读出的缓存内容发生错误。

当然，时钟性能对各种业务的影响是有区别的。比如数字编码的语音信号耐受性很强，允许发生的抖动均方根值可以达  $1.4 \mu\text{s}$ 。然而由于人眼对相位变化的敏感性很强，对于数字编码的彩色电视而言，对抖动的接受性就会差很多，一般彩色电视信号所允许的抖动峰峰值约为  $5 \text{ ns}$ 。在异步复接中，由于其本身具备了频率调整的能力，所以漂移起不了实质性的作用。在同步系统中，没有频率调整能力，所以漂移将会对系统造成影响。利用适当容量的缓冲器能够吸收累积的幅度不超过缓存存储范围的周期性漂移，但是对于低频大幅度的漂移，普通的缓存存储器是无法吸收漂移的。对于要求完全无差错的传真业务而言，漂移会失步，使图片的质量产生严重的恶化，对于数字编码的图像，严重的漂移甚至可能会导致图像的“冻结”<sup>[32]</sup>。

## 3.2 时钟抖动的分类

高速数据流的总抖动 (TJ, Total Jitter)，可以分成两个体系：确定性抖动 (DJ, Deterministic Jitter) 和随机性抖动 (RJ, Random Jitter)。图 3-3 形象地表示了这些抖动分类之间的关系。

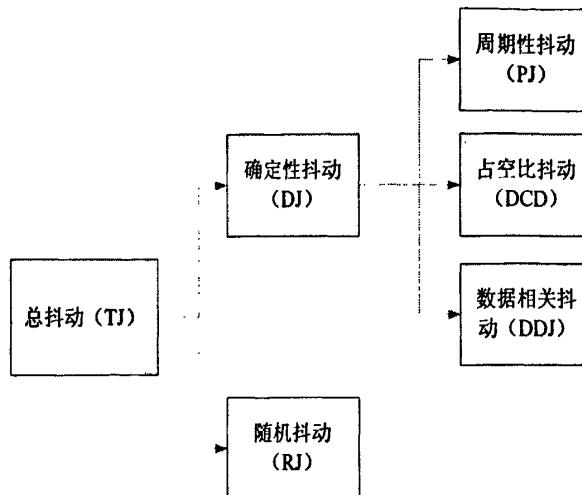


图 3-3 抖动的类型

如图 3-3 所示, 确定性抖动又可以分成三种类型, 它们是数据相关型抖动(DDJ, Data Dependent Jitter)、由于占空比失真引起的抖动(DCD, Duty Cycle Distortion)和其他有界不相关抖动(BUJ, Bounded Uncorrelated Jitter)。根据 DDJ 中出现概率的不同, 又可以将 DDJ 分成高概率 DDJ(HPDDJ, High Probability DDJ) 和低概率 DDJ(LPDDJ, Low Probability DDJ)。按照抖动来源的不同, 又可以分成将抖动划分为电源噪声引起的抖动, 串扰和其他外界噪声引起的抖动以及周期性抖动<sup>[33]</sup>。

### 3.2.1 随机抖动

产生随机抖动的原因较为复杂, 几乎无法查明确切来源, 也很难通过改进设计来消除, 其可能来源有器件自身内部的热噪声、晶体随机振动、宇宙射线等<sup>[34]</sup>。

随机抖动的统计分布是正态高斯分布, 其有限的采样数的概率密度函数是高斯分布函数, 是无边际的, 这一点是随机抖动区别于确定性抖动的一个重要特征。随机抖动的峰峰值将随着测量时间的变长而增加, 所以随机抖动的测量方法需要用到抖动的均方差 RMS。

### 3.2.2 确定性抖动

确定性抖动的产生来源有很多, 包括信号之间的串扰、电源及地平面的噪声、外界电磁辐射等, 确定性抖动主要包括: 周期性抖动、数据相关抖动、占空比失真<sup>[28]</sup>。

#### 1、周期性抖动

周期性抖动是确定性抖动的一个组成部分，以某种循环方式重复，其时间趋势图 TIE 随时间变化是一个重复的、周期性变化的波形，效果等同于频率调制 FM。可以将周期波形分解为与谐波相关的正弦曲线的傅里叶阶数，因此这类抖动有时也称为正弦抖动。周期抖动的起因是外部确定性噪声，例如开关电源噪声或本地射频载波等<sup>[35]</sup>，图 3-4 形象地表示出了周期性抖动的概念。

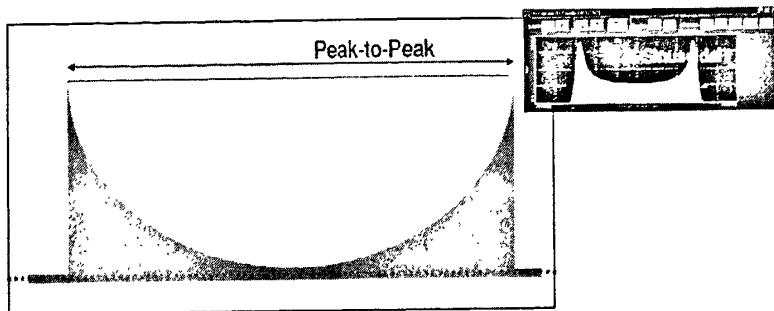


图 3-4 周期性抖动示意图

图 3-4 中大图为理想状态下该信号相位的时间趋势图，可以看出，其横坐标为时间值，纵坐标为信号相位偏移值。这个信号的时间趋势图是一个周期性的波形，相位始终在边沿的两条峰值竖线内进行变化，而边缘的这两条峰值竖线的距离值就可以理解为该信号的周期性抖动值。理想状态下的周期性抖动示意图峰值竖线为垂直于横轴的，但是实际上测出的周期性抖动应该为右上角小图所示，不可能达到完全的垂直，边缘是有一定幅度的，但仍然为重复的，周期变化的。

## 2、占空比失真

占空比失真也是确定性抖动的一个组成部分，它描述的是相对于额定值的 50% 的占空比偏差，如图 3-5。

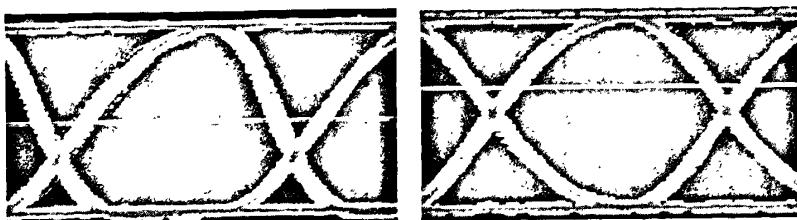


图 3-5 占空比失真

在上图可以看出，占空比失真有两种常见的起因，一种是如左图所示的信号上升边沿速率与下降边沿速率不同，导致了信号采样错误；另一种是上升沿速率和下降沿速率正确，但是由于信号 DC 平均值发生变化而导致波形的判定门限高于或低于应有值，导致了占空比失真的发生。

### 3、数据相关抖动

数据相关抖动也是确定性抖动的一个组成部分，它是与数据码流中的位序列相关的抖动，又称码型相关抖动和码间干扰。

数据相关抖动的产生原因一般有两个：电缆或设备的带宽限制及阻抗不匹配。

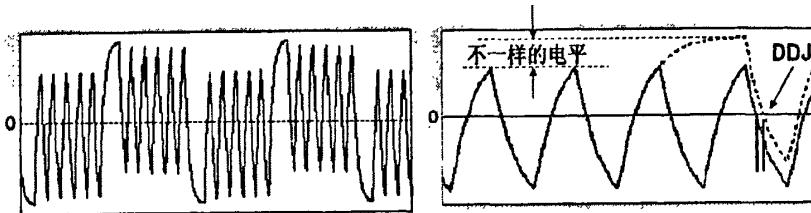


图 3-6 数据相关抖动

图 3-6 为实际测出的数据相关抖动图，其中右图为左图的单个周期图。在右图中可以看到，若每个锯齿的间隔相同时，图形为规则的波形，但是由于电缆或设备的带宽限制及阻抗不匹配等原因的影响，导致了中间有一个锯齿幅度变大，约为规则锯齿的两倍，则采样出的数据就会受到相应的影响，如图所示“||”中间表示的就是数据相关抖动的大小。

### 3.3 网络中时钟性能劣化

在 OTN 中，为了将各种客户信号装入服务器信号的净荷区域，需要经过映射、定位、复用三个步骤，然后再通过光线路传输。由于各个客户信号均存在速率容差，故在装入相应容器时均要进行码速调整，由此引起的输出抖动称为映射抖动<sup>[35]</sup>。由第二章的理论知识可知，映射实质上就是各种支路信号与服务器信号同步的过程，以便使服务器信号成为可以独立地进行传送、复用和交叉连接的实体。映射过程涉及到两个方面，一是对不同速率的客户信号进行的码速调整，二是对相同速率信号间进行相位校准的定位调整，这两种调整都将导致抖动的产生。下面就对映射过程产生抖动的两种调整方式和产生抖动的原因进行阐述<sup>[36]</sup>。

1、码速调整，基本方法是塞入比特，具体而言是通过塞入空闲比特达到对客户信号速率的调整，在网关处去掉塞入的比特后恢复出支路信号。一般需要缓存器和相位平滑电路来平滑这些带有空隙信号的相位并减少抖动，即解同步器。码速调整的基本方法就是门限调整法，其基本思想就是将抖动的频谱向高频部分进行搬移，使锁相环更容易平滑掉大部分抖动，减小低频抖动的幅度。

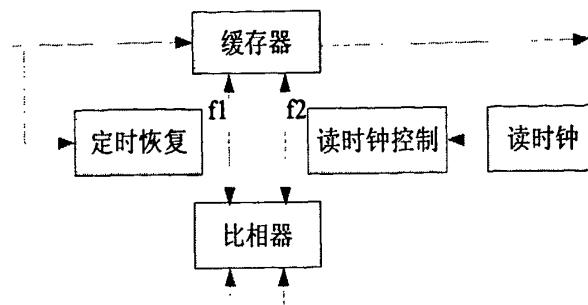


图 3-7 映射端塞入同步器

在图 3-7 中, 写入映射端缓存器的时钟频率  $f_1$  是从输入的码流中提取的, 缓存器的输出时钟频率  $f_2$  是读时钟控制电路根据中心频率的大小进行调控后产生得到的。假定码流形成固定长度  $L$ , 其中含有信息量为  $I$  比特, 非信息量为  $L - I - 2$  比特, 还有正负 2 个塞入比特。比相器将在每帧的固定时刻检查输入输出时钟的相位差, 该时刻叫做塞入判决时刻。若相位差小于或者等于调整门限的下限  $I(t)$  时, 在下一帧中将进行正调整, 使读写时差变大; 若相位差大于或者等于上门限  $S(t)$  时, 在下一帧中将进行负调整, 使读写时差变小。这里的读写时差是指写时钟相位减去读时钟相位, 在没有溢出的情况下, 该值应始终大于零。

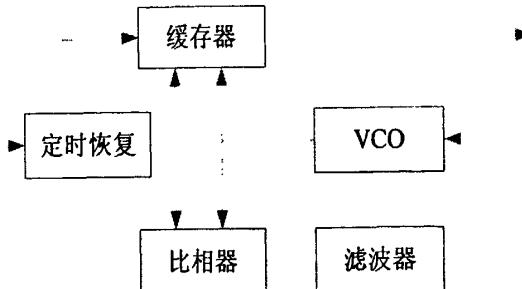


图 3-8 接收端去同步器

图 3-8 为接收端的去同步器框图, 缓存器的读时钟由写时钟产生, 而写时钟是通过脉冲扣除电路 (即扣除了非信息比特和调整比特) 后得到的, 因此它是不均匀的, 需要经过锁相环平滑后得到读时钟。图中的比相器、滤波器和 VCO (压控晶振) 一起构成锁相环。脉冲塞入抖动就是恢复出的读时钟与理想的读时钟的偏差经过滤波后得到的。

2、定位调整就是将帧的偏移信息收进支路或管理单元的过程。定位调整是一种灵活动态的调整方法, 开销段中的 NJO 和 PJO 就是用来容纳定位调整的比特数据的位置。定位调整的产生是由频偏导致的, 这是因为 OTN 是异步时钟网络, 各个网络节点的时钟不可能完全相同, 为了对频率和相位进行校准, 时钟就会进行

相应的调整，由此就产生了抖动。频偏越大，时钟调整的时间间隔越短，抖动产生的频率也就越高。因此 ITU-T 规定最大的频偏也不能超过  $\pm 4.6 \times 10^{-6}$ 。除了频偏会引产生抖动之外，产生定位调整的原因还有噪声<sup>[36]</sup>。噪声的存在将导致时钟的输出存在短期随机的不均匀性，这种不均匀性就会造成了系统时钟的相位差。由于噪声源的多样性，以及噪声发生的偶然性，导致了调整具有随机性。

### 3.4 光网络时钟性能的要求和规范

在光传送网 OTN 中，由于各种设备，如 3R 再生器——即具有整形(reshaping)、再定时(retiming)、再生(regenerating)三种功能的再生器，客户信号的映射/解映射设备以及去同步设备等的抖动和漂移都将会严重影响数字信号（如出现误码、帧失位及其他问题）和模拟基带信号（如不希望的相位调制）的传输质量。这些损伤的引起的最终问题与设备及所承载的业务有关。因此，必须根据网络接口对最小的抖动和漂移容限对抖动和漂移的最大幅度进行限制，以保证所传输信号的质量，并为设备的设计提供依据<sup>[37]</sup>。因此，ITU-T 提出了有关 OTN 抖动性能的新建议——G.8251，主要是对光传送网(OTN)内抖动和漂移容限的控制。它规范了在 OTN 网络节点(Network Node Interface, NNI)的任何接口都不得超过的抖动和漂移的最大网络限值，以及在基于 OTN 的相关设备接口的最小抖动和漂移容限及最大抖动产生的要求，满足上述要求的不同供应商提供的设备才能实现互操作并保证网络性能<sup>[38]</sup>。

#### 3.4.1 OTUk 的最大输出抖动和漂移的网络限值

表 3-1 给出了在 OTUk 接口处抖动的最大允许级别。当使用指定测量滤波器时，测出的抖动不应该超出表 3-1 中给出的限值。对于所有运行情况，都应该满足这些限值，而与该接口设备的数量无关<sup>[39]</sup>。实际上，最大容许的抖动限值与允许的最小输入抖动容限是有非常密切的关系的。首先，最大容许抖动限值与所有设备输入端口所允许的最小输入抖动容限是一致的；其次，测量最大容限抖动限值所用的滤波器的截止频率与允许的最小输入抖动容限模板的拐角点频率也应该是一致的。

表 3-1 OTUk接口处允许的最大抖动<sup>[39]</sup>

接口	测量带宽频率(Hz)	峰峰幅度值(UIpp)
OTU1	5 k to 20 M	1.5
	1 M to 20 M	0.15
OTU2	20 k to 80 M	1.5
	4 M to 80 M	0.15
OTU3	20 k to 320 M	6.0
	16 M to 320 M	0.15

注 - OTU1 1 UI =  $\frac{238}{(255)(2.48832)} \text{ ns} = 375.1 \text{ ps}$

OTU2 1 UI =  $\frac{237}{(255)(9.95328)} \text{ ns} = 93.38 \text{ ps}$

OTU3 1 UI =  $\frac{236}{(255)(39.81312)} \text{ ns} = 23.25 \text{ ps}$

由表 3-1 可见，协议中规定了传输 OTU1 的时候，测量滤波器的带宽为 5 kHz 到 20 MHz 时，设备输出的最大峰峰值抖动应该在 1.5 UI 以内；当测量滤波器的带宽为 1 MHz 到 20 MHz 时，设备输出的最大峰峰值抖动应该在 0.15 UI 以内。传输 OTU2 的时候，当测量滤波器的带宽为 20 kHz 到 80 MHz 时，设备输出的最大峰峰值抖动应该在 1.5 UI 以内；当测量滤波器的带宽为 4 MHz 到 80 MHz 时，设备输出的最大峰峰值抖动应该在 0.15 UI 以内。传输 OTU3 的时候，当测量滤波器的带宽为 20 kHz 到 320 MHz 时，设备输出的最大峰峰值抖动应该在 6.0 UI 以内；当测量滤波器的带宽为 16 MHz 到 320 MHz 时，设备输出的最大峰峰值抖动在 0.15 UI 以内。

## 第四章 模型设计

前面已经将模型所涉及的理论进行了阐述和分析，本章将完成模型各部分的具体实现。该模型主要分为整体结构的构造、映射（复用）模块设计、解映射（解复用）即滤波器模块的设计以及时钟相位测量模块的设计。

### 4.1 模型的整体设计

该模型模拟了以太客户信号在下一代光传送网中时钟性能发生劣化的过程。具体而言，该模型首先通过对各阶 ODU 网元之间的层层映射（解映射）和层层复用（解复用）来模拟时钟信号在整个光网络架构中经历的过程，然后对输出光网络客户信号的时钟相位进行计算，通过对输出的时钟和理想时钟进行对比得出时钟劣化测量结果。

#### 4.1.1 模型整体结构

模型的模块设计如图 4-1 所示。其中包含四个模块：映射模块、光网络架构模块、解映射滤波器模块以及时钟性能测量模块，后续章节将对这几个模块的实现方式进行详细阐述。

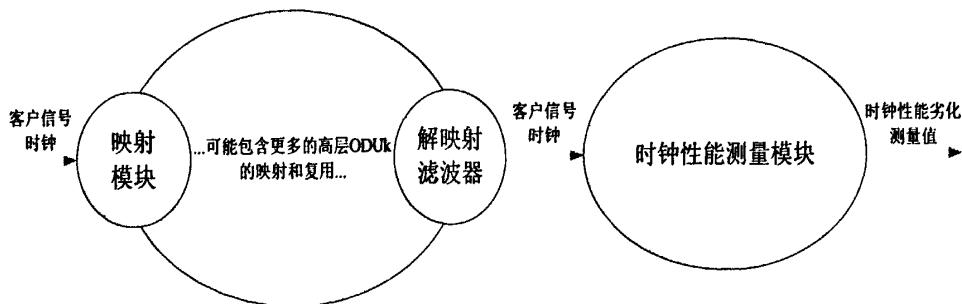


图 4-1 模型设计框图

光网络架构的搭建主要是通过使用 ODUk 对客户信号的映射（解映射）和复用（解复用）来实现。大体过程为：发送端，支路客户信号或低阶 ODU 映射进高阶 ODU，高阶 ODU 再进入线路进行传送，以达到更高速率数据传送的目的，接收端进行对应的解映射，提取出低阶 ODU 以及支路客户信号时钟。该时钟信号再

通过时钟测量模块，根据测量算法得出时钟性能劣化衡量结果。

#### 4.1.2 光网络架构的构建

为了支持有效传输以及保证模型的可靠性，NGOTN 模型包含 3 阶映射/复用结构，分别为：客户信号 (client)  $\rightarrow$  低阶 ODU (low-order (LO) ODU)，低阶 ODU (LO ODU)  $\rightarrow$  高阶 ODU (high-order (HO) ODU)，高阶 ODU (HO ODU)  $\rightarrow$  超高阶 ODU (super-high-order (SHO) ODU)。LO ODU 的速率大于客户信号速率且尽可能地接近客户速率。HO ODU 可以包含多个复用的 LO ODUs。SHO ODU 可以包含多个复用的 HO ODUs<sup>[41]</sup>。

模型模拟的是客户信号通过  $N$  个 LO ODU 传送之后时钟抖动的累积，每一个 LO ODU 包含一对映射和解映射，每一个 LO ODU 岛会传送多个 HO ODU，每一个 HO ODU 包含一对映射和解映射，如图 4-2 所示。假设 LO ODU 岛  $i$  包含了  $M_i$  个 HO ODU 岛，将 LO ODU 岛  $i$  中的第  $j_{th}$  HO ODU 岛标识为  $ij$ 。由于每一个 HO ODU 岛又可以传送多个 SHO ODU，每一个 SHO ODU 包含一对映射和解映射。设 HO ODU 岛  $ij$  包含了  $P_{ij}$  个 SHO ODU 岛，其中的第  $k_{th}$  SHO ODU 标识为  $ijk$ 。由此，得到总的映射/解映射数量为  $N_T$ ：

$$N_T = N + \sum_{i=1}^N \left( M_i + \sum_{j=1}^{M_i} P_{ij} \right) \quad (4-1)$$

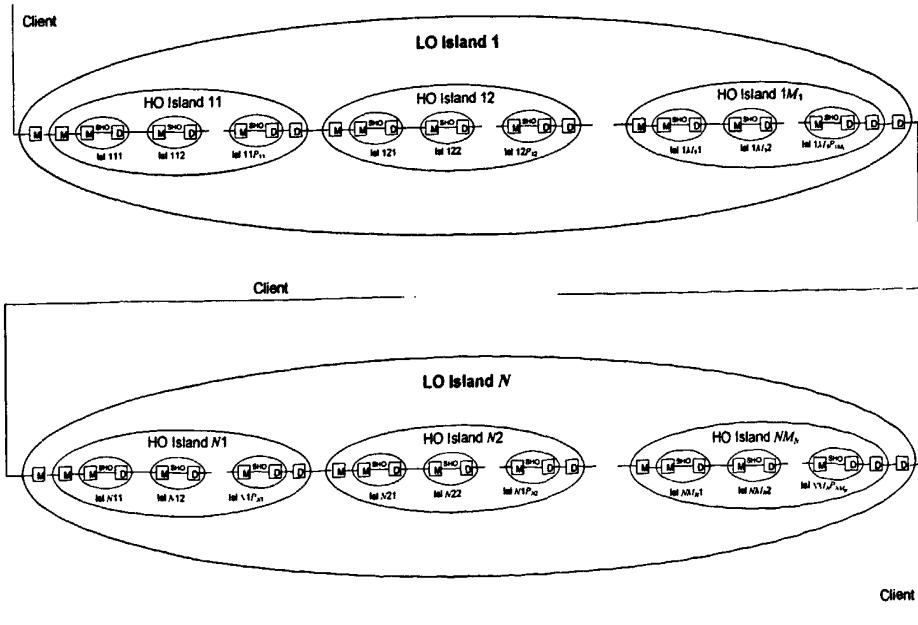


图 4-2 光网络架构描述图

图 4-2 中 M 表示映射模块，通过不同的映射方式将客户信号承载到服务器信号中，D 表示解映射模块，通过带宽为 300 Hz、增益系数为 0.1 dB 的二阶滤波器得到解映射端输出的客户相位信息。模型中进入第一个岛的客户信号带有频偏，在解映射处被滤波后作为下一个岛的输入。测量结果是在客户信号经历整个传送过程之后，通过对每个采样时间输出的时钟相位进行计算得到。在代码设计中，此过程是通过类似于链表的数据结构，从最高阶岛开始进行各阶岛的层层递归来实现，以得到最后一个低阶输出的相位结果。

每一阶岛的第一个岛的映射相位只与频偏有关，非第一个岛的映射相位由上一个同阶岛解映射后的相位输出决定。为了更具体的说明这一点，现将每一个低阶岛以及其中高阶岛的时钟相位信息标注如下：

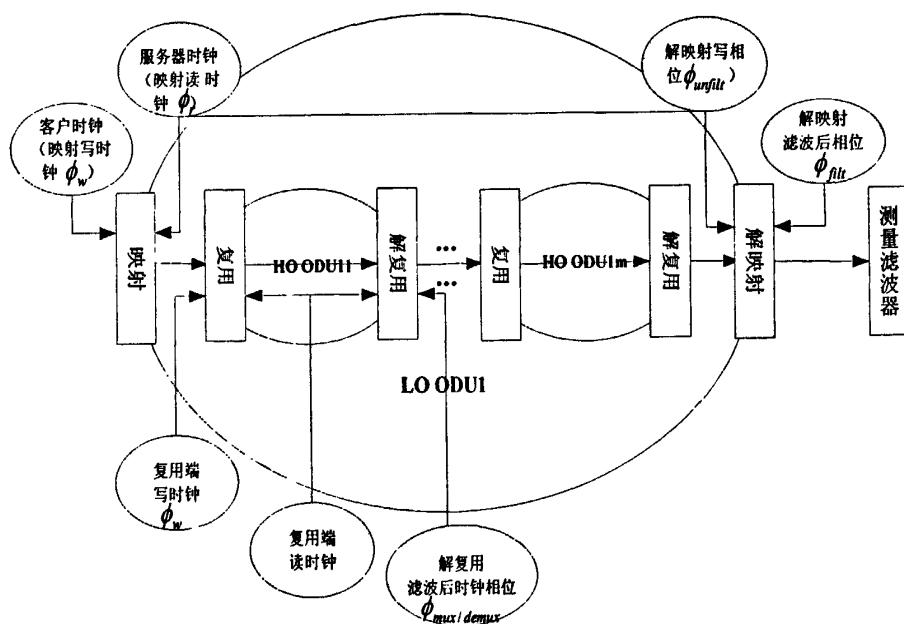


图 4-3 相位信息描述图

上图为一个低阶岛 (LO ODU) 中相位信息的描述。需要说明的是，每一阶岛在映射/复用处的相位信息只与本阶岛以及更低阶岛的相位信息相关，比如：在计算 LO ODU 复用进 HO ODU 的时钟相位时，其相位信息只与 LO ODU 复用进 HO ODU 的相位相关，与 HO ODU 到更 SHO ODU 的相位信息无关；但是，每一阶岛在解映射/解复用处的相位信息与高阶解映射/解复用的相位信息相关，如：当 HO ODU 解复用到 LO ODU 时，其携带的相位信息包含了 SHO ODU 解复用到 HO ODU 的相位信息。因此，在每一阶的设计处，都需要指名相应的阶数以及解复用滤波器相关的参数。另外，低阶岛通过解同步滤波器后的相位信息需要从最高阶

的相差开始逐步往次高阶，再到低阶逐步进行推算<sup>[42]</sup>。

### 4.1.3 仿真步骤

为了验证模型的可靠性，将仿真步骤设计为以下两步：

1、建立完整的 OTN 仿真模型，通过指定输入的映射/解映射数目，将 2.5 Gbit/s 的客户信号在 OTN 中的映射（解映射）过程通过 HRM 标准模型进行仿真，得出信号的时钟性能仿真结果，并将其与已有的参考结果进行对比，以验证模型的可靠性。

2、模型的可靠性能验证通过以后，再利用不同的映射方法将 1 Gbit/s 客户信号承载到 OTN 仿真模型中进行传送，得出不同映射方法对时钟性能影响的仿真结果对比。

### 4.1.4 模型的输入

对于模型的输入进行了如下设计：

1、模型的客户信号可以包含且不限于 1 Gbit/s Ethernet (1 GbE), 10 GbE LAN PHY (nominal rate of 10.3125 Gbit/s), 40 GbE, 100 GbE，通过输入进行选择。由于此次模型设计的目的主要是为了测试不同映射方法对时钟性能的影响，所以将输入的客户信号统一设定为 1 Gbit/s 的以太信号。

2、模型中的时间步长以最高阶 ODU (ODU4) 的帧传输时长为准，时隙以最低阶 ODU (ODU0) 为时隙，这是因为所有高阶的 ODU 都可以包含若干个最低阶 ODU。

3、在每一个解映射处可以通过模型的输入设定是否需要解同步滤波器，如果需要解同步滤波器，则需要在输入中设定滤波器的带宽和增益。根据协议 G.8251 的建议，本文模型中的解映射处均设有带宽为 300 Hz，增益为 0.1 dB 的解同步滤波器。

4、模型允许通过输入来指定映射/解映射数目，对 ODU 每一阶岛的数目进行控制。可以根据需求，从输入中设定该模型中客户信号在 OTN 岛上进行传送的参考模型 HRM (将在下一节详细描述)，以验证 GE client 在 HRMs 传送产生 jitter 和短期 wander 结果的可行性。

5、每阶岛的参数是相同的，其中参数包含：

1) 映射类型，这里包含了两种映射类型：AMP 和 GMP，通过输入参数对每

一阶的映射方式进行选择；

2) 模型的时间步长：规定以 ODU4 每帧传输时长作为时间步长。具体的时间步长不能比这个更长，但是可以变小以适应时间常数更短的滤波器（协议中规定了模型时间步长应小于 0.1 倍最高带宽滤波器的最长时间常数。在该模型中，最高带宽滤波器是一阶抖动测量滤波器）。如果设置的时间步长需要比 ODU4 帧长更小，也必须是能被 ODU4 整除的数。

3) 最低阶岛每帧传输所含有的时间步长数，通过该参数指定每帧的最大可供调整的机会数，本模型中的最低阶岛为 ODU0，其含有 80 个时间步长，则每个 ODU0 在映射过程中在经历了 80 次时间步长的时间处获得一次调整机会；

4) 模型的时隙：以 ODU0 作为时隙；

5) 该岛每帧传输所含有时隙数，信号时钟在 GMP 的映射过程中的调整是由参数 2) 和参数 3) 共同决定的。比如：若要将 ODU2 映射进线路进行传送，由于每个 ODU2 中含有时隙数为 8 个，所以在 80 个时间步长中，有 10 次调整机会，每次调整机会出现在每隔 8 个时间步长处；这 10 次调整机会分布方式有三种：随机分布，集中分布和均匀分布。本文 GMP 映射的调整机会是均匀分布的方式，通过  $\delta-\sigma$  算法实现；而 AMP 映射的调整机会是集中分布的方式；

6) 该岛映射信号的速率，具体的速率大小可以参照本文表 2-1 中对 ODU 速率的定义；

7) 客户信号频偏范围，该频偏的输入会引起时钟抖动的产生；

8) AMP 调整粒度：1 byte；GMP 调整粒度：n bits（n 就是  $C_n$  中的 n）。

上述参数在本模型中的具体设定值见第五章中参数列表。

## 4.2 映射参考模型（HRM）描述

总体而言，映射过程的参考模型可以简单表示如下：

1、Client → LO ODU

2、LO ODU → HO ODU

3、HO ODU → SHO ODU

根据协议 G8251 附录七中描述，假设参考模型（HRM）中包含了一共 100 对的映射（或复用），因此本文的设计中根据协议构造的岛的参考模型如下<sup>[43]</sup>：

(Client → LO ODU → Client) + (33 repetitions of Client → LO ODU → HO ODU → SHO ODU → HO ODU → LO ODU → Client)

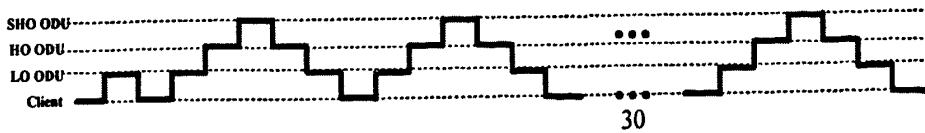


图 4-4 参考模型示意图

## 4.3 映射及复用模型设计

NGOTN 中, 映射方式使用传统的异步映射 AMP 或者 GMP 皆可。然而如果使用 AMP 作为映射方式, 则需要定义新的异步映射。事实上, GMP 的映射过程可以被用于任何新的客户信号或者 ODU 映射, GMP 的普适性更强。因此, AMP 仅用能于现存的 CBRx 映射, 而新的客户信号使用 GMP 映射。关于 AMP 和 GMP 的理论已在 2.1.2 中进行了阐述, 下面对模型中的关于 AMP 和 GMP 的实现方法进行说明。

### 1、缓存的设计

映射时产生的时钟抖动可由缓存器进行模拟, 映射缓存器的填充状态是由初始相位缓存器填充和总的累积调整共同决定。缓存器的填充状态在每一个调整机会对比于高低门限, 来确定是正调整、负调整还是不调整。对于给出的映射和客户频率偏移, 调整格式会在两个连续整数值之间发生变化, 比如-1 和 0, 0 和+1。另外, 固定的开销所产生的相位差在仿真中忽略不计, 因为固定开销产生的抖动属于高频的, 这样很容易被滤波器滤除掉<sup>[44]</sup>。固定开销字节的忽略使客户和服务器层的普通数据速率在该模型中相等, 只是在相应的速率中具有相对的频偏, 所以模型模拟了客户映射时钟相对于正常时钟而言具有固定的频偏。这些频偏是随机的, 由输入确定频偏的范围。

因此, 本文在对光网络架构搭建过程中, 通过缓存的读写时钟变化来模拟每一个岛映射/解映射过程中时钟的变化<sup>[45]</sup>。

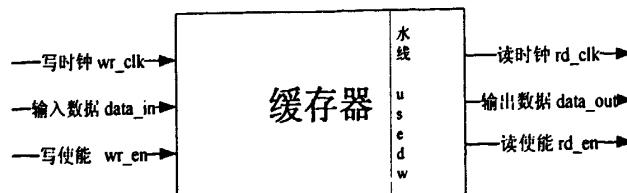


图 4-5 缓存基本模型图

缓存器的基本模型如图 4-5, 缓存器在固定时刻检查输入时钟和输出时钟的相位, 并将其与设定门限进行比较, 从而对输出时钟进行调整。上图中, 写入端由写入时钟和写使能控制输入数据的速度, 在读出端由读出时钟和读使能控制读出数据的速率。水线的大小有输入数据和输出数据决定, 若输入数据的速率高于输出数据, 则水线变大; 若输入数据的速率低于输出数据速率, 则水线变小。下面分别描述在映射端和解映射端, 缓存器模型的用法。

### 1) 映射端:

缓存中相位信息主要由读时钟相位, 写时钟相位, 调整字节数以及缓存中上一个时间步长读出相位后的剩余相位信息所决定, 具体数据由以下公式给出:

$$B(t) = \phi_w(t) - \phi_r(t) + B_0 + Un_{stuff}(t) \quad (4-2)$$

上式中,  $\phi_r(t)$  是  $t$  时刻 (采样时刻) 缓存的读时钟相位信息,  $\phi_w(t)$  是  $t$  时刻 (采样时刻) 缓存的写时钟相位信息,  $B(t)$  是  $t$  时刻 (采样时刻) 同步器的缓存内的满溢程度值 (水线值),  $B_0$  是初始时刻 ( $t = 0$ ) 缓存的水线值,  $n_{stuff}(t)$  是到  $t$  时刻 (不包括  $t$  时刻) 水线的调整字节总数,  $U$  是每个字节中所含有的单位间隔数 (码字的个数, 比特数目)。

具体地,  $\phi_w(t)$  等于同阶岛中上一个岛的相位输出, 其包含了之前所累积的所有抖动信息 (比如说: 当前岛是一个 ODU1 岛, 则输入的写时钟相位信息  $\phi_w(t)$  就是上一个 ODU1 岛输出的相位信息)。但对于每一阶岛的第一个岛的输入写时钟相位信息, 等于客户信号的相位信息, 即:

$$\phi_{w,island1}(t) = (1.0 \times 10^{-6})Uf_0y_{client}t \quad (4-3)$$

其中  $y_{client}$ : 是指输入的客户信号的频偏, 模型中允许了输入的客户信号存在一定的频偏, 该频偏的最值范围指定为  $\pm y_{client,max}$ 。

读时钟相位偏差  $\phi_r(t)$  是指映射端的读时钟与标准时钟的偏差值。事实上, 由于光网络是异步时钟网络, 所以读时钟相位和写时钟相位的中心速率  $f_0$  是一致的, 只是服务器端的频偏较客户端而言有所变化, 故  $\phi_r(t)$  定义为:

$$\phi_{read}(t) = (1.0 \times 10^{-6})Uf_0y_{clock}t \quad (4-4)$$

### 2) 解映射端

本文主要关注的是从服务器时钟恢复出的客户时钟相对于映射端的客户时钟的相位差别。最终的传送时钟是由本地理想时钟产生的映射时钟中心频率, 根据客户信号时钟的偏差进行调整后产生。由协议 G.8251 附录八可知, 整个解映射过

程可以被等效为一个二阶低通滤波器，输入解同步滤波器的相位信息由以下公式所决定：

$$\phi_{\text{unfilt}}(t) = \phi_{\text{read}}(t) - Un_{\text{stuff}}(t) + \phi_{\text{mux/demux}}(t) \quad (4-5)$$

其中， $\phi_{\text{mux/demux}}$  是读时钟经过了上层复用产生的相位调整后，再经过上层的解复用滤波器滤波之后所剩的相位调整，该值将对下层的解同步滤波器输入相位信息产生影响。 $Un_{\text{stuff}}(t)$  是在映射端所记录下来的，为了吸收频偏所引起的读时钟变化的调整字节数目。

## 2、传统映射的实现

在模型中，用具有高低门限的缓存器建立 AMP 框架。缓存器的写时钟相位是每一个岛的客户时钟相位，读时钟相位是每一个岛的服务器时钟相位，通过调整字节吸收读写时钟的频偏，如：当水线值超过了阀值，则多读一个数据（数据大小由调整粒度决定），当水线值低过阀值，则少读一个数据，即缓存中多一个数据。这些调整数据将被记录，在解映射的时候进行相应的反向调整，使解映射端能够尽量恢复出客户时钟相位。这个调整数据的计算可以通过该时刻缓存内的相位信息与调整门限阀值相除取整得到，可用下列语句简要表示：

```
buffer_occup = write_clock - read_clock;
nstuff = floor(buffer_occup / thresh);
if (buffer_occup < 0)
    nstuff++;

```

其中 nstuff 就是调整的字节数，该数将输入到解映射端的滤波器中进行滤波。

计算读写时钟相位的固定时刻在本文模型中设置为每个时间步长（即最小帧周期）处或者时间步长的整数倍，由于 AMP 中没有涉及均匀分布的概念，所以对于调整机会的分布设计为集中分布，即：调整机会的出现时间取决于映射的支路 ODU 的速率与最高阶速率以及最低阶速率之间的关系，如：假设此处最高阶 ODU 为 ODU4（速率约为 100 Gbit/s），最低阶 ODU 为 ODU0（速率约为 1.25 Gbit/s），需要计算 ODU2（速率约为 10 Gbit/s）映射时产生相位调整，则以每个最高阶 ODU 中所能传输的最低阶 ODU 的个数（此处为 80 个）为基准，第一个相位调整的时间出现在第 8 个时间步长处，第二个相位调整的时间出现在第 88 个时间步长处，依次递推…此关系可以由图 4-6 进行示意。在图 4-6 中，每个方块表示一个时间步长，每 80 个方块为一个单位，图中 80 个时间步长的时长，前 8 个带有阴影的方块为集中传送的一个 ODU2，当第 8 个方块出现一次调整机会，图中用黑色正方形

标注，第 88 个方块又出现一次调整机会，如图黑色正方形标注。

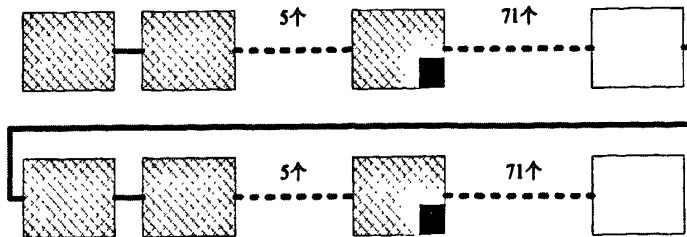


图 4-6 AMP 调整示意图

### 3、GMP 映射的实现

为了使不同的客户信号都可以有效地映射，GMP 映射用了 sigma-delta 算法来均匀分散帧净荷中的客户数据，理论上可以实现比特透传的目的。每个帧包含  $N$  或者  $N+1$  个客户数据单元， $N$  由客户、服务器速率以及载荷区域的大小来决定。

一个客户信号通过 GMP 的映射方式被映射到 LO ODU，然后 LO ODU 映射到 HO ODU 中，HO ODU 再被映射到 SHO ODU 中。在每一种情况中，信号都被映射到很多 ODU0 时隙中，这些时隙是输入的映射信号的最小单位（时隙以速率作为单位进行的划分），ODU0 净荷的速率大于或等于客户信号被映射进 OTN 的普通速率，每一个时隙具有 15232 字节的净荷区域。

具体地，GMP 方法在实现中主要考虑到了以下几点：

#### 1) GMP 映射模型及实现方式

假设在连续帧中的子时隙净荷区域是连续有限的，如一个客户信号用了 4 个子时隙，在第一帧中用到的时隙标记为 0、1、2、3，第二帧中标记为 4、5、6、7… 依次类推，在每个时隙都可以获得一次调整机会，在调整机会处进行相位计算，得到相位偏差信息。

总的来说，GMP 产生抖动的原因是因为  $C_n$  是基于理想的读写时钟进行计算而得到的，所以理想情况下（恢复出的时钟无偏差的情况），在客户时钟的恢复端（即解映射端），在每次采样时刻，缓存器中残余的相位应该为 0，但是由于实际的时钟由频偏，噪声等因素影响，导致了恢复出的客户时钟不能保证每次采样时刻，收端缓存器中残余相位为 0，所以根据就需要对由  $C_n$  恢复出的理想客户时钟进行调整，使调整后的客户时钟尽可能地与实际输入的客户时钟相符，所产生的相位调整则被视为恢复出的客户时钟相对于实际输入的客户时钟的抖动。为了更具体地说明这一点，将实现过程描述如下：

##### a) 定义如下参数：

$\sigma_w(k)$ ：在第  $k$  个时隙中净荷区域中实际写时钟与理想写时钟的相位差；

$\sigma_r(k)$ : 在第  $k$  个时隙中净荷区域中实际读时钟与理想读时钟的相位差;

$b(k)$ : 第  $k$  个子时隙净荷区域被传送后, 在映射缓存中剩余的相位;

$R(k)$ : 本次应该被吸收的总相位偏差, 以调整粒度  $n$  比特为单位, 则:

$$R(k) = \frac{\sigma_w(k) - \sigma_w(k-1) - [\sigma_r(k) - \sigma_r(k-1)] + b(k-1)}{n} \quad (4-6)$$

$Q(k)$ : 取整之后得到调整的次数:

$$Q(k) = \text{sgn}(R(k))|R(k)| \quad (4-7)$$

$\sigma_r(k)$ : 实际传送的 UI 数量与读写时钟差为零时传送的 UI 数量的差值, 得到输出的相位偏差:

$$\sigma_r(k) = nQ(k) \quad (4-8)$$

最后减去这次调整值得到残留在缓存器中的相位:

$$b(k) = b(k-1) - \phi_r(k) \quad (4-9)$$

b) 代码段简要表示如下:

```
delta_write_clock = write_clock - write_clock_old;
delta_read_clock = read_clock - read_clock_old;
b = delta_in_clock - delta_out_clock + (*buffer_fill);
b_quant = floor(b/gmp_gran);
*out = b_quant * gmp_gran;
*buffer_fill = b - (*out);
```

2)  $C_n$  中  $n$  值的确定办法

在 GMP 中, 信号数据单元先被映射到当前帧的净荷中。调整开销载有数据单元的数量, 每一个数据单元含有的数量等于 ODU0 载有的客户信号的数量。比如: 对于 1 Gbit/s 的以太信号为 1, ODU1 含有的 ODU0 数目为 2, ODU2 为 8 bytes, ODU3 为 32 bytes, ODU4 为 80 bytes。数据单元的数量由  $C_n$  值来指定,  $n$  就是数据单元, 单位为 bit。因此, 以上的数据单元分别由  $C_8$ ,  $C_{16}$ ... 来表示, 实现中的调整粒度也由  $n$  来决定。

3) sigma-delta 算法的实现

数据单元的数量由客户信号用到的每一个支路以及帧的  $C_n$  值来得到  $C_n$  数据单元由 sigma-delta 算法来进行分散。如图 4-7, 还是假设此处最高阶 ODU 为 ODU4

(速率约为 100 Gbit/s), 最低阶 ODU 为 ODU0 (速率约为 1.25 Gbit/s), 需要计算 ODU2 (速率约为 10 Gbit/s) 映射时产生相位调整, 则以每个最高阶 ODU 中所能传输的最低阶 ODU 的个数 (此处为 80 个) 为基准, 若第一个相位调整的时间出现在第 1 个时间步长处, 第二个相位调整的时间出现在第 2 个时间步长处, 依次递推...每个时隙都能够获得一次调整机会。

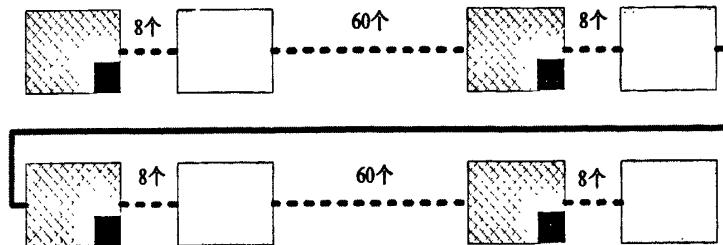


图 4-7 GMP 调整示意图

另外, 如果数据单元的数量可以被服务器载荷区域数据单元整除, 那么分散就是均匀的, 但是如果不能整除, 那么连续映射数据单元会具有  $1/2$  的形式。另外, 连续映射的  $C_n$  值也将出现  $1/2$  的数值, 这个值由客户信号和映射时钟频率所决定。然而, 在整个 OTN 中, 抖动主要是由填充单元所决定, 只有非常小的一部分原因是由于 sigma-delta 算法的估计过程导致, 所以, 这一点在仿真中就忽略不计了。

### 4.3.2 复用过程相位信息算法

下面分析由复用和解复用服务器信号到更高阶的信号中所产生的相位  $\phi_{\text{mux/demux}}$  的算法。先考虑由 GE 客户信号映射到 ODU0、ODU0 复用到 ODU1、ODU1 复用到 ODU2 的简单情况。在 GE 信号映射到 ODU0 的过程中, 调整状态是由 GE 客户信号时钟和映射时钟所决定。因此, 这些调整独立于任何由 ODU0 到 ODU1, ODU1 到 ODU2 的映射的时钟。但是在 ODU0 到 GE 客户信号的解映射过程中, 恢复出的 ODU0 时钟包括了所有的 ODU0 到 ODU1 以及 ODU2 到 ODU1 映射时所产生的时钟相位差信息, 这些调整相位之和在 GE 信号解同步的时候被滤除, 他们一起作用于恢复出的 GE 客户信号时钟。同理, 在 ODU1 到 ODU0 的解映射端, 恢复出的 ODU0 时钟被近似看作是拥有 ODU0 到 ODU1 映射过程所产生的调整加上 ODU1 到 ODU2 映射过程中产生的相位调整。ODU1 的时钟由 ODU1 到 ODU2 的映射过程所产生的相差信息决定, 在 ODU2 到 ODU1 的解映射过程中, 被滤波后作为恢复出的 ODU1 时钟输出。

因此, 每一层复用都独立于其下一层, 模型需要表示出具体的复用操作的阶

数。在任何岛中，填充程度都由客户信号和映射时钟的相位差所决定。如果存在更高阶的映射和解映射，则该层相位将累积高阶解映射出的相位信息。相位之和然后被解同步器滤除。所以，在给出的层中计算未经滤波的相差解映射时，加入了高层的未经滤波的相差，在每一个 UI 计算相差大小，而且 UI 的大小会因为不同的速率而进行调整。

另外，我们期望在每一层中调整机会的次数为仿真时间步长的整数倍数。而且，要达到这个要求很复杂，因为不同层映射的填充机会并不是彼此的整数倍数。比如 OTU1/ODU1/OPU1 帧时长为  $48.971 \mu\text{s}$ ，其少量地超过 4 倍 OTU2 /ODU2 /OPU2 的  $12.191 \mu\text{s}$  的帧时，其又少量地超过 4 倍 OTU3/ODU3/OPU3 的  $3.035\mu\text{s}$  的帧时。这些速率不正好为四倍关系，这是因为当复用  $\text{ODU}_k$  到  $\text{ODU}_m$  时，每一个  $\text{ODU}_k$  拥有 OPU 和 ODU 的开销，另外， $\text{ODU}_m$  有自己的开销。但是，这里我们主要关心的是等待时间的抖动和短期漂移的影响。比如：在映射端和复用端的填充变化，对固定开销的影响关心较少，而且这些开销使得高频相位变化很容易地被解同步器所滤除。所以所有层的映射过程能够被归一到基于 OTU1/ODU1/OPU1 帧（忽略 ODU 和 OPU 开销以及实际填充）的统一时间中。这样的话，这里就仅仅对  $\text{ODU}_0$ 、 $\text{ODU}_1$ 、 $\text{ODU}_2$ 、 $\text{ODU}_3$ 、 $\text{ODU}_4$  映射时钟最大正负频偏进行调整以得到正确的映射时钟。

这就要求模型用一个基本的，固定的时间步长来运行。这里通过使用  $\text{ODU}_4$  帧时间作为基本时间步长来达到的，而且假设所有的调整机会发生在该时间步长的倍数处。另外，在复用过程中，填充机会不是等空隙的。比如，当  $\text{ODU}_2$  被复用到  $\text{ODU}_3$  的时候，得到 4 次的填充机会，而每 16 个  $\text{ODU}_3$  有 16 个填充机会，另外的 12 个机会在其他  $\text{ODU}_1$ s 或者  $\text{ODU}_2$ s 复用时被用到，所以这四帧  $\text{ODU}_2$  可能不会得到相等的间隔。又如，当  $\text{ODU}_1$  直接复用到  $\text{ODU}_3$  被执行的时候。这是因为  $\text{ODU}_1$  只需要一个填充机会/每 16 个  $\text{ODU}_3$  帧。因此，每一个元素都需要指明是否在特定的有效的  $\text{ODU}_3$  帧中需要一个填充机会。这样对于每一个岛，模型需要在有效  $\text{ODU}_4$  的起始处就应该初始化以符合填充机会，这些需要从以下三个方面在初始化时进行确定：

- 1、随机分布
- 2、集中分布
- 3、等间隔均匀分布

## 4.4 滤波器的设计

仿真中涉及两种滤波器，一阶高通测量滤波器和二阶解同步滤波器，其应用场景描述如下：信号在解映射端，先通过二阶解同步滤波器得到解同步端的客户相位信息，然后将其输入到一阶高通测量滤波器得到客户时钟的抖动信息。

### 4.4.1 一阶高通测量滤波器

模型需要用滤波器来计算在 OTN 岛出口处客户信号抖动的累积，输入滤波器的是解映射端输出的客户相位；输出滤波器的是抖动。滤波器是一个典型的由特定的客户信号决定 3 dB 带宽的一阶、高通滤波器。

对于 CBRx 客户信号而言，Table 1/G825 中阐述了抖动测量滤波器的特性，对于 ODUj[i]客户信号，Table 1/G8251 阐述了抖动测量滤波器的特性，在本文 3.4.1 中已经进行了描述。由此可见，抖动测量滤波器是一个带通滤波器，其高低截至频率依赖于不同的速率。这里需要说明的是，对应于 2.5 Gbit/s, 10 Gbit/s, 40 Gbit/s 的客户信号，抖动测量高频部分截止频率分别为 20 MHz, 80 MHz, 和 320 MHz。而模型的时间步长是以最高速率的客户信号每帧的传输时间作为尺度（即每帧最短传输时间），根据时间与频率的倒数关系可知，上述客户信号的截止频率都大于模型的时间步长频率。因此，没有必要设计这部分频率的测量，这样测量滤波器就被等效为一个高通滤波器，针对协议中规定的相应的高通截止频率对抖动进行测量。

$$H(s) = \frac{s}{s+a} = 1 - \frac{a}{s+a} \quad (4-16)$$

上式为一阶高通测量滤波器的传输函数，这里， $a = 2\pi f_0$  和  $f_0$  是 3 dB 截至频率，由输入确定<sup>[50]</sup>。通过先获得一个用上式中  $a/(s + a)$  表示的低通滤波器模型来获得离散时间模型，然后减去输入。一个对应于低通滤波器的一阶，线性的差分方程是：

$$\frac{dy}{dt} + ay(t) = au(t) \quad (4-17)$$

这里， $y(t)$  是滤波器的输出， $u(t)$  是滤波器的输入。

令  $T$  为滤波器的时间步长，所以上式乘上一个积分因子并从 0 到  $T$  积分得到：

$$\exp(aT)y(T) - y(0) = \int_0^T a \exp(aT)u(t) dt \quad (4-18)$$

得到低通滤波器离散时间模型表达式为：

$$y(T) = \exp(-aT)y(0) + (1 - \exp(-aT))u(0) \quad (4-19)$$

则高通滤波器离散时间模型表达式为：

$$y(T) = -\exp(-aT)y(0) + \exp(-aT)u(0) \quad (4-20)$$

#### 4.4.2 二阶低通、20dB/decade 解同步滤波器

由于模型中，输入解映射端的是携带客户时钟变化信息的相位信息，解映射过程是为了尽量恢复出客户时钟，即是尽量使客户时钟变化程度最小，所以将解映射过程模拟一个为2阶、低通20dB/decade滚降的滤波器。其3dB带宽和增益峰值通过输入单独指定。

模型设定了二阶解同步滤波器的增益峰值为0.1dB，3dB带宽为300Hz。通过下面的推导可以得到滤波器的各项参数：

二阶20dB/decade滚降因子的低通滤波器传输方程<sup>[50]</sup>：

$$H(s) = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4-21)$$

其中： $\zeta$ 为阻尼系数， $\omega_n$ 是无阻尼自然频率。

令 $H_p$ 为增益峰值，由下列公式求得阻尼系数 $\zeta$ 。

$$H_p = 1 + \frac{1}{4\zeta^2} \quad (4-22)$$

再输入的3dB带宽(Hz)得到角频率 $\omega_n$ ：

$$f_{3dB} = \frac{\omega_n}{2\pi} \left[ 2\zeta^2 + 1 + \sqrt{(2\zeta^2 + 1)^2 + 1} \right]^{1/2} \quad (4-23)$$

最后将得出的参数 $\zeta$ 和 $\omega_n$ 带入等效于低通滤波器传输方程的二阶线性差分方程如下：

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 2\zeta\omega_n \frac{dy}{dt} + \omega_n^2 y(t) = 2\zeta\omega_n \frac{du}{dt} + \omega_n^2 u(t) \quad (4-24)$$

通过求解下式可以得到输出( $y$ )，进而得到二阶低通滤波器的模型的传输函数。

通过将 $y$ 化成由 $x$ 表示的式子来将方程简化：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4-25)$$

$$y = \mathbf{Cx}$$

$$\text{其中 } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta\omega_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \omega_n^2 & 2\zeta\omega_n \end{bmatrix}$$

而  $\mathbf{x}(T)$  可由下式表示:

$$\mathbf{x}(T) = e^{\mathbf{AT}} \mathbf{x}(0) + \int_0^T e^{\mathbf{A}(T-t)} \mathbf{B} u(t) dt \quad (4-26)$$

$$\text{又由于 } u(t) \approx u(0) + \frac{u(T) - u(0)}{T} t$$

故带入  $u(t)$  到公式 (4-27) 中可以得到:

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{AT}} \mathbf{x}(0) + (\mathbf{e}^{\mathbf{AT}} - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} u(0) + (\mathbf{e}^{\mathbf{AT}} - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-2} \mathbf{B} \frac{u(T) - u(0)}{T} - [u(T) - u(0)] \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \quad (4-27)$$

其中  $\mathbf{I}$  为确定的  $2 \times 2$  的矩阵。

$e^{\mathbf{At}}$  的拉普拉斯变换表示如下:

$$\mathcal{L}(e^{\mathbf{At}}) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \quad (4-28)$$

$e^{\mathbf{At}}$  通过计算矩阵  $(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$  的反拉普拉斯变换, 然后得到该矩阵中每一个参数的值, 如下:

$$e^{\mathbf{AT}} = \begin{bmatrix} e^{-aT} \cosh bT + \frac{a}{b} e^{-aT} \sinh bT & \frac{1}{b} e^{-aT} \sinh bT \\ -\frac{a^2 - b^2}{b} e^{-aT} \sinh bT & e^{-aT} \cosh bT - \frac{a}{b} e^{-aT} \sinh bT \end{bmatrix} \quad (4-29)$$

$$\text{其中: } a = \zeta\omega_n; \quad b = \omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}; \quad a^2 - b^2 = \omega_n^2$$

由方程(4-25), (4-27), 和方程 (4-29)可以得到离散时间滤波器。  $\mathbf{x}(0)$  和  $u(0)$  取每一个时间步长处起始的值, 方程(4-27)和(4-29)用来得到每一个时间步长结束时的  $\mathbf{x}(T)$  值。最后, 通过方程(4-25)的第二项用来得到滤波器的输出  $y(t)$ 。

## 4.5 时钟性能衡量算法

网络设备中的时钟性能变化慢、幅度大, 所以对其的描述采用了类似于随机噪声的描述, 主要的衡量方式有以下三种:

- 1、时间间隔误差 (Time Interval Error, TIE);
- 2、最大时间间隔误差 (Maximum Time Interval Error, MTIE);

### 3、时间方差 (Time Deviation, TDEV)。

模型中，假设进入第一个岛的客户信号是不含有抖动的，但是可能带有频偏，在解映射和解复用处被滤波后作为下一个岛的输入。每一个岛的输出将会被输入到一个高通抖动测量滤波器中，用以计算该岛的抖动。

#### 4.5.1 时间间隔误差 (TIE)

TIE 是指在特定的时间周期内，给定的时钟信号与理想信号的相对时延变化。即在观测时间 (Observation time)  $\tau$  内，起始时的相位时延与终止时的相位时延的差值<sup>[2]</sup>，其相当于随机过程样值。

TIE 通过对实际时钟间隔的测量和对理想参考时钟同一间隔的测量得到的，显示了被测时钟的边沿相对于理想时钟的边沿在时间上偏离的程度。实际测量中并不是对时钟的每个连续边沿都进行测量以降低采集的数据量，同时高速变化(即抖动)也不是此处所考虑的。G813 标准规定，通过等效为 10 Hz 的一阶低通测量滤波器，以最大采样间隔为 1/30 s 的时间  $\tau_0$ ，一般需持续 24 小时。

选定采样时间为  $\tau_0$ ，在观测时间  $\tau = n \cdot \tau_0$  内产生时间  $T(t)$  的时钟相对于时钟  $T_{ref}(t)$  的 TIE 可通过下面公式表示。

$$TIE(t; \tau) = [T(t + \tau)] - T(t) - [T_{ref}(t + \tau)] - T_{ref}(t) = x(t + \tau) - x(\tau) \quad (4-30)$$

其中， $T(t)$  为周期函数， $x(t)$  称为相位 (或时延) 误差函数，其通常以 ns 为单位表示，但也可以使用 us 和 UI 为单位来表示。

对于任意开始、结束时刻的 TIE，可用下图表示：

需要注意仪表在计算 TIE 时， $\tau = n \cdot \tau_0$  是相对于 0 时刻递增的，由  $n$  是变化的来体现。

$$\text{当 } n=1 \text{ 时, } TIE(\tau_0) = [T(\tau_0)] - T(0) - [T_{ref}(\tau_0)] - T_{ref}(0) = x(\tau_0) - x(0) ,$$

$$\text{当 } n=2 \text{ 时, } TIE(2\tau_0) = [T(2 \cdot \tau_0)] - T(0) - [T_{ref}(2 \cdot \tau_0)] - T_{ref}(0) = x(2 \cdot \tau_0) - x(0) ,$$

.....

$$\text{当 } n=n \text{ 时, } TIE(n\tau_0) = [T(n \cdot \tau_0)] - T(0) - [T_{ref}(n \cdot \tau_0)] - T_{ref}(0) = x(n \cdot \tau_0) - x(0)$$

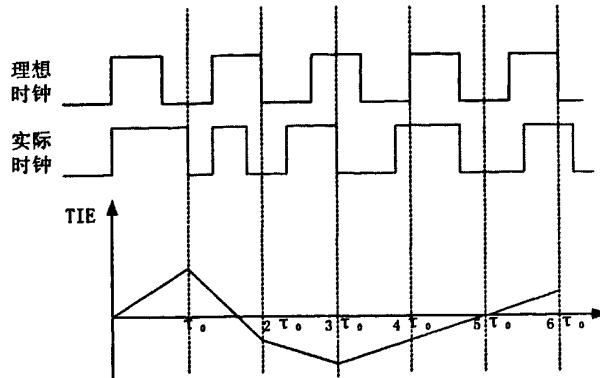


图 4-8 相对于开始时刻的 TIE

图 4-8 给出了 TIE 的图形表示, 从图中可以看出, 此时的任意结束时刻的 TIE 就是该时刻信号的相位误差。

#### 4.5.2 最大时间间隔误差 (MTIE)

MTIE 是一个极差统计值, 它反映了在该段测量时间  $T$  中, 每  $\tau$  秒内信号的 TIE 的最大值即最大相位变化。

其定义为: 在测量时间  $T$  内的所有可能测量 (或观察) 时间间隔  $\tau = n \cdot \tau_0$  中, 时间间隔误差 TIE 的最大值  $TIE_{max}$ 。或者在一个观测时间  $\tau = n \cdot \tau_0$  内, 一个给定时钟信号相对于一个理想时钟信号的最大峰峰延迟变化值  $x_{ppk}$ , 其中该长度的所有观测时间均在测量周期  $T$  之内。下面是 MTIE 的计算公式:

$$MTIE(n\tau_0) = \max_{1 \leq k \leq N-n} [\max_{k \leq i \leq k+n} (x_i) - \min_{k \leq i \leq k+n} (x_i)], n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (4-31)$$

其中,  $x(i)$  称为离散的相位 (或时延) 误差函数, 其单位和 TIE 相同, 横坐标为测量间隔 (又称窗口尺寸), 纵坐标为 MTIE。

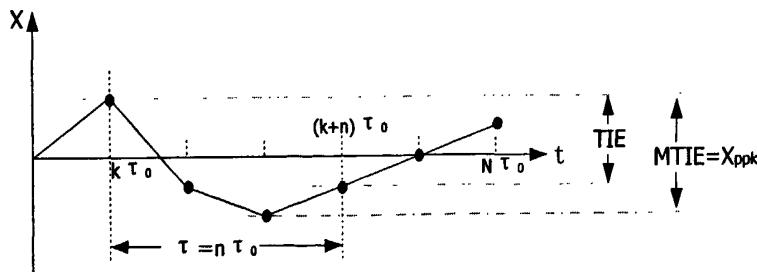


图 4-9 MTIE 的图解

图 4-9 给出 MTIE 公式的图形说明, 在观察间隔  $\tau = n \cdot \tau_0$  内, 任意两时刻的所有可能的 TIE 的最大值就是 MTIE, 也就是相差的峰峰值。图中:  $\tau$  为观察时间

(一般需大于  $4\tau_0$ ),  $\tau_0$  为取样周期,  $X(t)$  为相差函数。当 TIE 等于相差时, MTIE = TIE<sub>ppk</sub>。

### 4.5.3 时间方差 (TDEV)

尽管 MTIE 对于表征最大相位误差非常有用, 但它不含关于漂移频谱的任何信息。漂移的频谱, 连同造成漂移的噪声过程类型一起, 可通过时间方差 TDEV 获得。可通过 TDEV 检测和量化的噪声有: 白相位噪声、闪烁相位噪声、白频率噪声、闪烁频率噪声以及随机频率噪声等。

TDEV 是通过从相差样本取得二阶差分而计算得到的, 其计算如下:

$$TDEV(n\tau_0) = \sqrt{\frac{1}{6n^2(N-3n+1)} \sum_{j=1}^{N-3n+1} \left[ \sum_{i=j}^{n+j-1} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i) \right]^2}, n = 1, 2, 3, \dots, [\frac{N}{3}] \text{ 整数部分}$$
(4-32)

式中,  $x_i$  为相差样值,  $N$  为样值总数目,  $\tau_0$  为采用周期,  $\tau$  为观察间隔即积分时间,  $n$  为积分时间  $\tau$  内的采样间隔数目。其单位通常以 ns 为单位表示。

上式可以这样理解, 首先取得  $t+2n\tau_0$ 、 $t+n\tau_0$  和  $t$  时刻的相差  $x(t+2n\tau_0)$ 、 $x(t+n\tau_0)$  和  $x(t)$ , 然后取  $t+2n\tau_0$  和  $t+n\tau_0$  两时刻的相差的差即  $[x(t+2n\tau_0) - x(t+n\tau_0)] - [x(t+n\tau_0) - x(t)]$ , 这里可以理解成对 TIE 的滤波; 然后再对相差之差取均方差就得到了 TDEV, 因此可以理解为 TDEV 相当于样本标准差值。

从上面分析可以得出, TIE 给出了观察间隔前后时刻的相差值, 或正或负, 表征了漂移的当前变化量, 是一个样本数据。对其进行统计分析, 就得到了 MTIE 和 TDEV。其中, MTIE 是单调递增的, 表征了相差长期变化的最大值, 是衡量时钟信号稳定度的指标, 但是不能反映信号噪声的频率特性; 而 TDEV 用于表征随机的相位和时间稳定度, 是衡量时域中时钟信号短期稳定性的指标, 能够区别大多数类型的噪声, 对固定相差不敏感。

## 第五章 仿真结果及分析

本章将仿真用到的参数和仿真结果图依次列出，在证明模型正确性的基础上，根据仿真结果分析了不同映射方法对于下一代光网络时钟性能的影响，并得出了相应的结论。

### 5.1 仿真运行环境

本文模型设计是运用 Microsoft Visual C++ 6.0 平台实现，通过文件输入模型参数，并将运行后的结果输出到文件中，然后运用 Matlab 7.4.0 将文件中的时间和相位分别作为 x、y 轴画图，得到最后的仿真效果图。

### 5.2 实验数据及结果分析

#### 5.2.1 模型可靠性验证

##### 1、参数列表

模型验证过程中对于所用到的详细参数的设置选取遵循以下原则：

1) 对于解映射滤波器的带宽选取，为了保证真实性，解映射滤波器的拐点频率必须大于所有 ODU 传输时所产生的填充调整的频率，故统一选取 300Hz。而此填充调整频率可以通过下列计算得到：

假设映射 CBR2G5 到 ODU1，填充单元为 1 byte (即 8 bit)，传输速率  $f_0$  为  $2.488320 \times 10^9$  bit/s，最大的相位频偏  $y$  为 0.1 ppm，则假设每传输一个 CBR2G5 就产生一次填充，则最短的填充时间为

$$8/yf_0 = 8/(0.1 \times 10^{-6})(2.488320 \times 10^9) \quad (5-1)$$

则最大填充频率为上式的倒数，如下：

$$(0.1 \times 10^{-6})(2.488320 \times 10^9)/8 = 31Hz \quad (5-2)$$

该值远远小于解同步滤波器的拐点频率。同理，若考虑 ODU2 到 ODU3，由于 ODU2 的速率是 ODU1 的四倍，所以最大填充频率为该值的 4 倍，即 124 Hz，

也小于 300 Hz, 故解同步滤波器的拐点频率选为 300 Hz。

2) 时间步长选取模型中涉及的最短帧时长 (即: 最高阶的 ODU 帧时长) 定义为时间步长, 每一个调整机会都发生在时间步长处, 对于上面所描述的缓存器中相位信息的计算, 也是在每一个时间步长处进行的。所以对于时间步长的选取很重要。该模型中, 最高阶的 ODU 帧时长选取的是 ODU3 的帧长, 即 ODU3 的传输时间, 由下式可以得到:

$$(4 \times 3824 \times 8) (\text{bit} / \text{framer}) / 40 \text{Gbit} / \text{s} = 3.0607 (\mu\text{s} / \text{framer}) \quad (5.3)$$

3) 根据 G.8251 中的规定, 解同步滤波器的峰值增益为 0.1 dB, 测量滤波器的拐点频率统一选取为 5 kHz, 仿真时长选取为 31 s。

综上所述, 模型正确性验证过程中的参数列表由表 5-1 列出。

表 5-1 参数表

参数列表	数 值
参考模型	HRM1
频偏初始值	-0.05 ppm ~ 0.05 ppm 随机选取
解映射/解复用器 3 dB 带宽	300 Hz
解映射/解复用器峰值增益	0.1 dB
所有解映射/解复用过程是否存在解同步器	是
抖动测量滤波器拐点频率	5 kHz
映射缓存初始状态	缓存中心值
调整机制	AMP : +/-0 字节填充
时间步长	3.0607 $\mu\text{s}$
仿真时长	31 s

结合前面的阐述以及 G.8251 对于模型的规范, 下表列出模型验证中所涉及的信号映射过程中 ODU 的选取, 设置最低阶 ODU 为 ODU1, 最高阶 ODU 为 ODU3。

表 5-2 信号选取参数表

Client	LO ODU	HO ODU	SHO ODU
CBR2G5	ODU1	ODU2	ODU3

另外, 用于验证模型正确性的模型是用本文 4.2.1 小节中所述的 HRM1 假设参考模型进行的构造。

## 2、仿真结果及分析

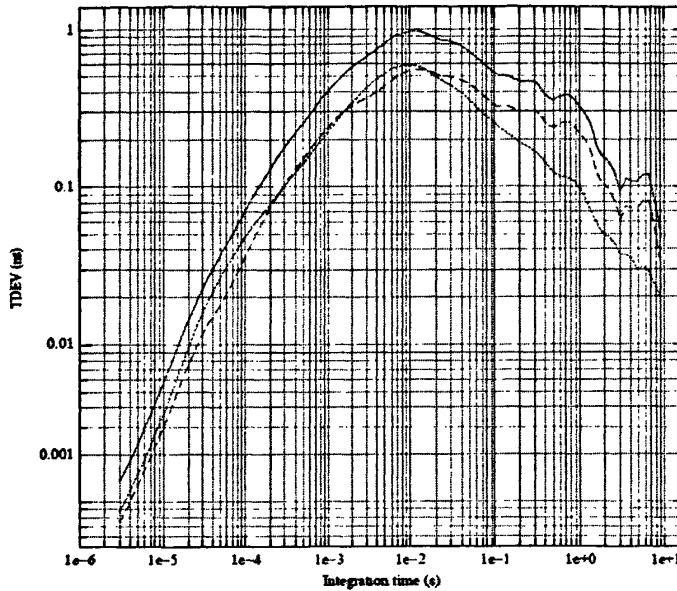


图 5-1 G8251 中客户信号 TDEV 仿真图

在图 5-1 中, G8251 中客户信号 TDEV 仿真图中有三条线, 在横坐标为 1s 时, 其纵坐标由下至上分别为: TDEV 测量计算值 A, A 值的均方值 B, 以及 A 值和 B 值的均值 C。由于在本文模型中只涉及 TDEV 的测量计算值 A, 未涉及另外两个通过测量计算值 A 再次计算得出的计算值, 所以本文模型得出的结论如图 5-2。

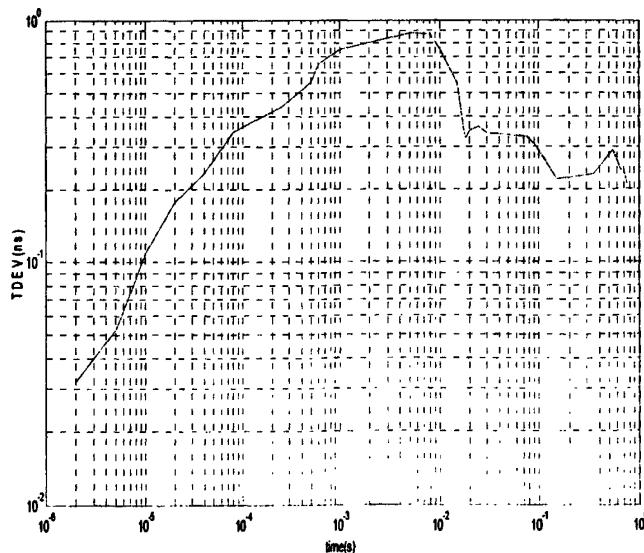


图 5-2 本文模型中客户信号 TDEV 仿真图

TDEV 计算主要是分析相位均值和相位变化的稳定度情况, 因此针对 TDEV

算法的模型正确性的验证主要包括下面几方面：最大值出现位置和最值大小；数值的增长趋势和波动情况。在 G8251 客户信号 TDEV 仿真图（图 5-1）中，最大值出现间隔时间约为  $1e^{-2}$  ns，并且其值未超过 1 ns，在本文的模型中，最值出现的位置在  $1e^{-3} \sim 1e^{-2}$  ns 之间，值在 1 ns 以内，出现最值的位置不同主要是因为输入模型的客户信号的频偏是在一定范围内随机选取的，所以造成了最值出现的地方有差异，但是最大值的大小都满足协议 G813 中所规定的客户信号的 TDEV 最值应该小于 10 ns 的限制，所以在最值方面，两个结果是一致的；另外，在波形的波动程度方面，TDEV 数值的变化趋势都是先随着观察间隔时间的增加而增加，达到了 TDEV 的最大值后，随着观察间隔时间继续增加，TDEV 将保持在原来的最大值周围进行波动，而不会因为观察间隔时间的增加或者 ODU 阶数的变化而继续增加或剧烈降低。所以在波形的波动趋势方面，两个结果是一致的。在其他位置两个波形出现差异的主要原因来源于频偏初始处，输入的频偏为随机值，该随机输入的频偏值对填充调整有重要的影响，它会导致信号在传输过程中出现不同的频率调整，进而影响相位变化情况，所以产生抖动值是不可能完全相同的。因而，我们主要是通过对结果 TDEV 的趋势和最值的分析和比较，证明了该模型的正确性。

### 5.2.2 基于不同映射的下一代光传送网络的时钟性能仿真

#### 1、参数列表

在进行基于不同映射的光网络时钟性能仿真过程中，参数选取原则如下：

- 1) 根据以太客户信号频率容限定义选取输入以太客户信号的频率范围为  $\pm 4.6$  ppm；
- 2) 根据光网络接口信号的频偏容限选取了 ODU 的频偏范围为  $\pm 20$  ppm；
- 3) 由于仿真过程中最高阶 ODU 为 ODU2，所以根据本文 5.2.1.1 中的描述，解同步滤波器的 3 dB 带宽频率选取为 300 Hz，峰值增益为 0.1 dB；
- 4) 抖动测量滤波器的拐点频率遵循以下原则：虽然协议中关于抖动的测量滤波器属于带通滤波器，但是由于抖动测量过程是在解映射之后进行，解映射的低通截至频率已经将测量滤波器中不需要测量的高频部分滤掉了，所以最终在测量抖动时，只需要将其设计成高通滤波器以滤去抖动信号的低频部分即可。根据协议 G8251，将时间步长和滤波器的时间常数在时域上的关系为 0.1 倍。模型此处时间步长 time step 选取为 ODU4 的帧传输时间：1.167695  $\mu$ s，为了有效地测量抖动，滤波器的时间常数应该小于时间步长在频域上的 1/10，即

$$time\_constant(f) \leq \frac{1}{10} \times time\_step(f) \quad (5-4)$$

带入上式进行运算之后，此处的 time\_constant 取整后值为 800 kHz；

表 5-3 参数表

参数列表	数 值
以太客户信号频率容限	± 4.6 ppm
LO ODU, HO ODU, SHO ODU 频偏容限	± 20 ppm
Client and ODU 频偏初始值	-20 ppm ~ 20 ppm 随机选取
解映射/解复用器3 dB带宽	300 Hz
解映射/解复用器峰值增益	0.1 dB
抖动测量滤波器拐点频率	800 kHz
所有解映射/解复用过程是否存在解同步器	是
映射缓存初始状态	AMP: 1byte; GMP: 0
调整机会分布情况	均匀分布
时间步长	1.167695 μs
仿真时长	1.5 s
模型初始化时间	0.5 s

5) 考虑到该模型需要传送下一代光传送网的新增客户信号 1Gb 以太客户信号以及新增接口 ODU0，所以此处模型中 ODU 接口信号的选取，按照表 5-4 对信号进行选取。

表 5-4 信号选取参数表

Case	Client	LO ODU	HO ODU	SHO ODU
1	1 GbE	ODU0	ODU1	ODU2
2	1 GbE	ODU0	ODU1	ODU2

6) 该模型需要通过不同的映射方式对信号进行适配传送，所以信号传送过程中所用到映射方式按照表 5-5 进行选取。

表 5-5 映射方式表

Case	Client → LO ODU mapping	LO ODU → HO ODU mapping	HO ODU → SHO ODU mapping
1	AMP	AMP	AMP
2	GMP	GMP	GMP

## 2、仿真结果及分析

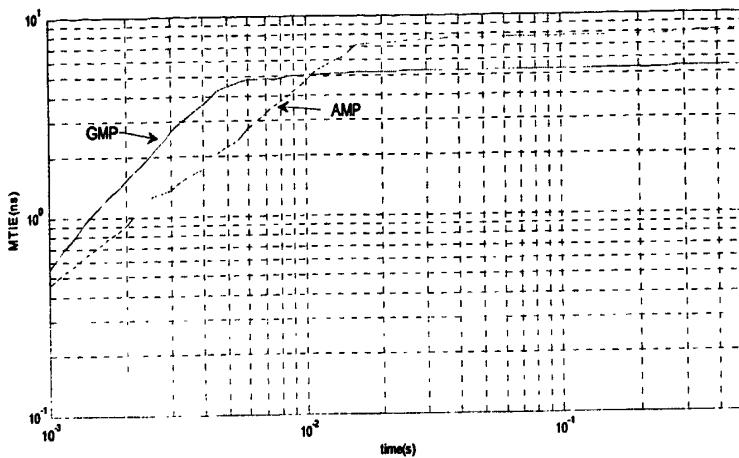


图 5-3 MTIE 仿真图

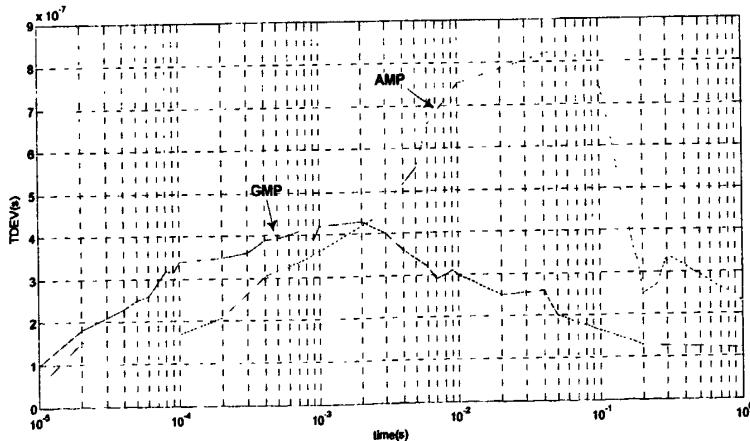


图 5-4 TDEV 仿真图

以上结果的测量点是在客户信号经历完整个传送过程之后，通过对每个时间步长时间输出的时间相位进行计算而得到的。

图 5-3 为 MTIE 仿真图，其中横坐标为测量时间间隔，纵坐标为 MTIE 测量值。由仿真结果可以看出：运用 AMP 传送信号的 MTIE 峰值约为 8.4 ns，运用 GMP 从传送信号的 MTIE 峰值约为 5.4 ns，AMP 的 MTIE 峰值略高于 GMP；但 GMP 从

最开始到峰值的上升过程更陡。原因分析：在 AMP 映射中，填充调整的频率较 GMP 低，低频部分在解同步端的二阶低通滤波器中未被滤除，导致时钟劣化；而 GMP 的调整频率较高，所以高频部分在解同步端更容易被二阶低通滤波器滤除，所以没有影响接收端恢复出的时钟。GMP 的相位变化频率高，短时间间隔的相位变化幅度大，导致了前期运用 GMP 的时钟信号劣化程度高于 AMP。

通过 TDEV 仿真图可以看出：运用 AMP 传送信号的 TDEV 峰值为 0.83 ns，出现点在间隔时间为 0.06 s 的地方，GMP 的测量结果峰值为 0.43 ns，出现点在间隔时间为 0.002 s 的地方，即运用 AMP 进行映射时，时间间隔越长，其 TDEV 越大，但观察时间间隔越短，GMP 的 TDEV 越大。这是由于 GMP 的相位变化频率更高，所以短时间内它的相位均方值会超过 AMP。另外，GMP 波动程度相对于 AMP 更剧烈，这是由于 GMP 填充调整的出现频率较高，在解同步滤波器处滤除的过程中相互干扰，所以使短期波形波动程度较强烈，但是从整体看来，运用 GMP 的时钟性能 TDEV 变化程度并没有 AMP 强，所以运用 GMP 的稳定性更好。

以上结果拥有一些共同的性质：当 MTIE 增加到峰值之后，其值将保持在峰值大小，不会随着时间的增加而继续增加，同理在 TDEV 仿真图中，当相位均值上升到一个定值后将不会继续增加，因此当测量间隔时间所对应的 MTIE 达到最值后，再增加间隔时间是没有意义的。

## 第六章 结论

本文分析了光网络时钟性能研究的国内外现状以及下一代光传送网的关键技术，搭建了一种用于模拟客户信号在光传送网中传送的模型，并验证了模型的正确性。在此基础上对下一代光网时钟性能进行了仿真，得出了不同映射对时钟性能影响的仿真结果。本文完成的工作主要有以下几方面：

1、分析总结了光传送网及网络时钟的研究进展和关键技术，阐明时钟对网络传送的重要性；

2、分析了时钟性能劣化的原因。在光传送网中，为了将各种客户信号载入服务器信号中，需要经过映射、定位、复用三个步骤，然后再通过光线路传输，由于各个客户信号速率存在容差，需要通过码速调整来吸收，码速调整过程引起时钟性能的劣化；

3、完成了光网络整体模型设计，该模型包括四个主要模块。该模型中成功地实现了以 NGOTN 中的新增接口信号 ODU0 为时隙，以 ODU4 为时间步长，并通过 GMP 对信号进行适配，完成了对以太客户信号 (1Gbit/s) 的传送；

4、完成了模型仿真，得出仿真结论。仿真结果主要分为两部分：首先验证了模型的正确性；然后得出各种映射方法对时钟性能影响的结果。由于 AMP 映射在接收端对客户信号进行解映射时，需要根据具体传输的信号类型来确定接收端的时钟频率，所以普适性没有 GMP 强。由于 GMP 映射在映射过程中对客户端时钟进行记录，能够实现时钟透传，从仿真结果图也证明了 GMP 对时钟性能的影响更小。另外，我们还得出抖动的大小与调整频率密切相关的结论，即时间间隔短，高频调整产生的抖动就比低频调整产生的抖动大，但随着时间间隔的增加，高频调整产生的抖动就比低频调整产生的抖动小。

本文仿真结果仍存在一定的误差，其原因主要来源于实验数据不够全面，时钟频偏范围内的所有取值不能完全被覆盖。另外由于时间与经验有限，本设计中存在一些需要改进及完善的工作，如在以后的研究中可考虑增加对可变速率客户信号的自适应的模块，以方便模拟更多速率可变的客户信号的网络传送等。

## 致 谢

值此论文完成之际，我要向多年以来一直关心我、爱护我、帮助我的老师和同学致以最诚挚的谢意。

首先深深感谢我的导师肖峻。本项目的论证、总体规划和实现方案都是在肖老师的指导下进行的。三年来，肖老师的循循善诱的启发，开阔了我的思路，培养了我的科研能力。肖老师深厚的知识功底、严谨的治学态度、特别是他对事业孜孜不倦的追求精神和忘我的工作作风，充分体现了一位当代学者的大家风范，让我钦佩不已，使我终身受益。此外，还要深深感谢肖老师在学习和生活上给予我的关心与帮助。

特别感谢华为公司的导师丁炽武、向俊林、黄曦等。他们博大精深的学识，严谨治学的学者风范，不断坚持学习的精神，敏捷的思维都深深地教育了我。在以后的工作中，我一定以他们为勉励，更加努力。

感谢教研室的所有师兄（姐）、师弟（妹）的帮助，与他们的交流让我受益匪浅。

最后，我要衷心感谢我的家人在我三年的硕士学习期间，给予我的深切关怀和莫大支持。

## 参考文献

- [1] Antonio Rodriguez-Moral, Paul Bonenfant, Stefano Baroni, et al. Optical Data Networking: Protocols, Technologies, and Architectures for Next Generation Optical, JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, 2000, VOL.18: 1855-1870
- [2] 贺建斌. 以太网报文在 OTN 控制平面的传送: [硕士学位论文], 西安电子科技大学, 2009
- [3] 吴义华. 利用 ADC 测量时钟技术: [博士学位论文], 合肥: 中国科技大学, 2007
- [4] Steve Gorshe.ITU-T G709 光传输网络 (OTN) 介绍, 通讯世界, 2009
- [5] Telecommunication Standardizationasector Of ITU. Rec.G.812. Timing requirements of slave clocks suitable for use as node clocks in synchronization networks. Geneva: ITU-T, 1998, 1-12
- [6] Serge Melle, John Jaeger. Market Drivers And Implementation Options For 100-GbE Transport Over The WAN. IEEE Applications & Practice, November 2007, 18-24
- [7] John D'Ambrosia. The Next Generation Of Ethernet. IEEE Communications Magazine, 2008, 8-15
- [8] Stephen J. Trowbridge. High Speed Ethernet Transport, IEEE Communications Magazine, 2007, 120-125
- [9] Sheng Chen. Future Development Trends of Optical Transport Network Infrastrurcture, university of Wollongong, 2006, 35-38
- [10] Telecommunication Standardizationasector Of ITU. Rec.G.707 /Y.1322, 2000. Network node interface for the synchronous digital hierarchy (SDH). Geneva: ITU-T, 2000, 8-15
- [11] Telecommunication Standardizationasector Of ITU. Rec. G.7041/Y.1303, Generic framing procedure, Geneva: ITU-T, 2005.8, 25-30
- [12] Maarten Vissers. Analysis of T1+GMP vs GFP-T as 1GE into OPU0 mapping method, ITU-T, 2008
- [13] 王钧钧. ITU-T 关于数字通信传输系统同步与定时性能标准的最新研究结果. 现代电信科技, 1995, 5-11
- [14] Halabi, Sam. Metro Ethernet. Cisco Press, 2003, 12-15
- [15] Chen P., Liu S.I.. A cyclic CMOS time to digital converter with deep sub-nanosecond resolution, Proc of IEEE Custom Integrated Circuits. USA: IEEE, 1999 , 605-608.

- [16] Cai Y, Laquai B, Luchman K. Jitter testing for gigabit serial communication transceivers. *IEEE Design & Test of Computers*, 2002, 19:66-74.
- [17] Cherubal S, Chatterjee A. A high-resolution jittermeasurement technique using ADC sampling, *Proceedings of International test conference. ITC*, 2001, 838-847
- [18] Zanchi A, Papantonopoulos I, Tsay F. Measurement and Spice prediction of sub-picosecond clock jitter in A/D converters, *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*. 2003, 557-560.
- [19] Zanchi A, Bonfanti A, Levantino S, et al. Cycle-to-cycle jitter relationship with application to the phase noise in PLL. *Proc of the Southwest Symposium on Mixed-Signal Design. IEEE*, 2001, 32-37.
- [20] Shinagawa M., Akazawa Y., Wakimoto T., et al. Jitter analysis of high-speed sampling systems. *IEEE J Solid-State Circuits*, 1990, 25(1):220-224.
- [21] Telecommunication Standardizationsector Of ITU. *Rec. G.709/Y.1331, Interfaces for the Optical Transport Network*, Geneva: ITU-T, 2003
- [22] Telecommunication Standardizationsector Of ITU. *Rec. G.709/Y.1331, G.709 amendment 3*. Geneva: ITU-T, 2008, 251-258
- [23] 吴义华, 宋克柱, 何正森. 时钟抖动测量方法.数据采集与处理. 2006, 21-79
- [24] 曾甫泉, 李勇, 王河. 光同步传输网技术. 北京邮电大学出版社, 1995, 19-32.
- [25] Huub Van Helvoort. Consideration about NG OTN hierarchy, Geneva: ITU-T, 2008, 1-6
- [26] David F. Welch. 100 GbE Parallel Transport, *IEEE Communications Magazine*, 2007, 364-365
- [27] Andreas Gladisch. Optics and the Challenge of Carrier Network Transformation. *IEEE Communications Magazine*, 2007, 231-234
- [28] Maarten Vissers. OTN architecture supporting different OTN operator requirements, *ITU-T*, 2008, 13-19
- [29] George Young. wd51\_multi-company\_hetero\_VCAT\_for\_100GbE Justification and proposal for development of G.709 OTN Heterogeneous Virtual Concatenation to enable transparent adaptation and payload mapping of IEEE 802.3ba 100 Gb/s Ethernet clients, *ITU-T*, 2008, 25-30
- [30] Maarten Vissers. Analysis of ODU4, ODU2e, ODU0 in G.709, *ITU-T*, 2008, 30-38
- [31] Deborah Brungard. G.709 Living List, *ITU-T*, 2007
- [32] Jean-Michel Caia, Juan-Carlos Calderon, Yuan Gu, et al. OTN Generic Mapping Procedure, *ITU-T*, 2009, 56-62

- [33] 张俊杰, 乔崇, 刘尉悦等. 高速数据采集系统时钟抖动研究. 中国科学技术大学学报, 2005, 35(2):227-231
- [34] 杨俊峰, 王砚方, 武杰. 高速串行互连系统数据相关性抖动峰峰值分析. 中国科学技术大学学报, 2006, 36(3):268-272
- [35] 吴义华. 基于信噪比测量时钟抖动的方法. 吉林大学学报, 2006, 36(4):604-607
- [36] 毛谦. 光传输网的抖动和漂移. 北京邮电学院出版社, 2002, 101-135
- [37] Da D.N..Effect of jitter on asynchronous sampling with finite number of samples.IEEE Circuits and Systems. Express Briefs, 2004, 51(12): 660-664.
- [38] Jozef.K..Review of methods for time interval measurements with picosecond resolution. Institute of Physics Publishing, Metrologia 41, 2004, 17-32.
- [39] 毛谦. 光传送网(OTN)的抖动性能要求. 光通信研究, 2001.04, 12-16
- [40] 杨俊峰. 高速数字串行通信中的时间抖动研究:[博士学位论文]. 中国科技大学, 2005
- [41] Geoffrey M. Garner. Timing Domains and Timing-Related Processes in an OTN Network Element. ITU-T SG 15, COM15-C-E, Geneva, December, 2008, 1-6
- [42] Geoffrey M. Garner. STM-16 Jitter and Wander Accumulation over OTN Cross-Connect Network Elements. ITU-T SG 15, COM15-C-E, Geneva, December, 2008, 7-12
- [43] Telecommunication Standardization sector Of ITU. Rec.G.8251. The control of jitter and wander within the optical transport network (OTN), Geneva:ITU-T, June, 2002, 158-322
- [44] Telecommunication Standardization sector Of ITU. Rec.G.798. Characteristics of optical transport network hierarchy equipment functional blocks. Geneva: ITU-T, December, 2006, 42-26
- [45] Chii Minloau, Ji Tsu Wu. PHD PLL for SONET Desynchronizer.GLOBECOM. Vol.91:1154-1158
- [46] 奥本海姆. 信号与系统. 西安交通大学出版社, 1990
- [47] 王世一编著. 数字信号处理. 北京理工大学出版社, 1999
- [48] 冯重熙, 钱亚生, 姚彦. 现代数字通信技术. 北京人民邮电出版社. 1987, 130-148
- [49] Proakis J G. Digital Communications. 北京:电子工业出版社, 2003:62-66
- [50] 王世一. 数字信号处理. 北京:北京理工大学出版社, 1997:275-277

## 攻硕期间取得的研究成果

### 发表论文情况：

- [1] 刘玉洁, 肖峻, 丁炽武等. 光传送网的最新研究进展及关键技术. 光通信技术. 2009年, 第6期 (中文核心期刊)
- [2] 刘玉洁, 肖峻. 基于不同映射的光传送网的时钟性能仿真. 光通信研究. 2010年, 第4期(中文核心期刊)