

G. fast 数字用户线路阻抗不匹配信道模型研究

李俏杰

(广东外语外贸大学数学与统计学院, 广东广州 510006)

摘 要: 基于数字信号传播理论中的反射原理, 采用反射系数刻画线路阻抗不匹配程度, 利用线路阻抗匹配时测量得到的信道数据(直接信道、远端串扰信道和近端串扰信道), 建立了一个 G. fast 数字用户线路阻抗不匹配时信道数学模型. 当线路终端处于断开时, 利用该模型生成的信道数据与实际测量的信道数据基本吻合, 证明了该模型的正确性. 由于采用反射系数刻画线路阻抗不匹配程度, 该信道模型可仿真终端设备在不同阻抗值的情况下对通信系统信噪比的影响, 从而提出线路终端设备阻抗最大允许的变化范围, 为终端设备制造商在阻抗设计时提供一定的理论指导.

关键词: G. fast; 信道模型; 数字信号反射; 信噪比; 超宽带网络; 智慧家庭

中图分类号: TN913.32 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2020)02-0403-04

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.02.025

On the Impedance Mismatch Channel Model of G. fast Digital Subscriber Line

LI Qiao-jie

(School of Mathematics and Statistics, Guangdong University of Foreign Studies, Guangzhou, Guangdong 510006, China)

Abstract: Based on the reflection principle of digital signal propagation theory, a mathematical model of G. fast channel is established when the impedance of digital subscriber line is not matched. The reflection coefficient is used to describe the line impedance mismatch and the channel data (direct channel, far-end crosstalk channel and near-end crosstalk channel) measured when line impedance matching are used in the model. When the terminal is disconnected, the channel data calculated by the model is consistent with the actually measured data, which proves the accurateness of the model. Since the reflection coefficient is used to describe the degree of impedance mismatch, the model can simulate the influence of the terminal equipment on the signal noise ratio of the communication system under different impedances. Therefore, we propose a maximum allowable variation range of the terminal impedance which provides some theoretical guidance for terminal manufacturer for designing terminal impedance.

Key words: G. fast; channel model; digital signal reflection; signal noise ratio; ultra-wideband network; smart home

1 引言

随着过顶业务(OTT, Over The Top)、4K 电视、智慧家庭等新兴业务的兴起, 人们对超宽带网络的需求越来越强烈. 虽然针对新建小区光纤到户(FTTH, Fiber To The Home)是第一选择, 但针对成熟小区进行光纤改造会因涉及到穿墙布线等出现很多困难, 能否利用原有的接入介质(如双绞线等)提供超高宽带接入成为运营商需要考虑的场景, G. fast 技术正是在这种情况下应运而生. G. fast 技术采用时分双工(TTD, Time Division Du-

plex)复用方式, 将不同的时间窗灵活分配给上、下行流量, 同时将频谱范围扩展到 106MHz(甚至 212MHz), 使得其在 100m 的铜线线缆上可提供上下行达 1Gbit/s 的总速率^[1]. G. fast 之所以能够提供超高接入速率, 主要的技术之一是采用了矢量化技术(vectoring)对远端串扰(FEXT, Far End Xcross Talk)进行抵消^[2].

G. fast 在实际的使用场景中, 线路阻抗不匹配情况时有发生. 在通信系统中, 把客户终端设备非正常关机或断开的情况称为无序离开事件(DLE, Disorderly Leaving Event), 已有很多研究结果^[3,4]表明无序离开事件会

对量化系统产生非常严重的影响,有时甚至会导致系统中其它用户通信中断.在 VDSL2 时代(使用频谱范围在 30MHz 以下),DLE 事件对系统的影响较小,大都在系统的保护范围内,而在 G. fast 时代由于使用的频谱范围扩展到了 106MHz(甚至 212MHz),线路阻抗不匹配对通信系统的影响超过了系统可保护范围,需要特别研究相应的保护策略.在 G. fast 的最新发布的标准中,对这种阻抗不匹配时的特殊情况,重新设计了 DLE 的处理流程来保证通信系统的稳定性.

此前对数字用户线路的信道模型主要集中在阻抗匹配情况下的直接信道模型^[5]和串扰信道模型^[6]的研究.但在实际使用场景中,常会出现终端设备(CPE)的阻抗和线路特征阻抗不同(线路阻抗没有完全匹配),此时将会对通信系统产生怎样的影响,这是终端设备制造商非常关心的问题.他们希望能够从理论上分析不同的阻抗不匹配程度会对通信系统产生多大的影响,从而给出一个最大允许的阻抗变化范围,指导其硬件电路阻抗设计.本文将采用文献[7]中方法,首先基于数字信号传播理论的反射原理,采用反射系数刻画线路阻抗不匹配程度,建立当线路阻抗不匹配时的信道模型.其次利用反射系数描述阻抗不匹配程度,仿真在不同阻抗值条件下的信道对通信系统的影响并提出客户终端设备阻抗最大允许的变化范围,为客户终端设备制造商在阻抗设计时提供理论指导.

2 信道模型建立

数字线路一般一端连接到中心局设备(CO),另一端连接到客户终端设备(CPE),考虑如下图 1 所示的三个用户的场景,当用户 1,2 和 3 正常连接 CPE 时,此时整个系统的阻抗是匹配的,当用户 3 拔掉 CPE 时,用户 3 的 CPE 侧负载阻抗变成无穷大,系统阻抗发生改变会对用户 1 和 2 正常通信产生影响.根据数字信号传播理论,数字信号会在阻抗不匹配处发生反射,由于反射信号的出现,将会在 CPE 侧出现从 CO 端产生的远端串扰(FEXT, Far End Xcross Talk)及由于阻抗不匹配发生的信号反射产生近端串扰(NEXT, Near End Xcross Talk),从而响应用户 1 和 2.

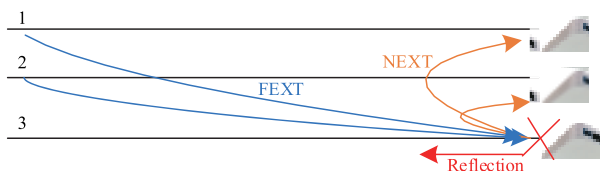


图1 阻抗不匹配信道模型网络拓扑结构图

记 H_{ij} 为从线路 j 到线路 i 的远端串扰信道, H_{ii} 为线路 i 的直接衰减信道, N_{ij} 为从线路 j 到线路 i 的近端串

扰信道,则用户 1 和 2 的直接信道可表示为 H_{11}, H_{22} , 远端串扰信道分别为 H_{12}, H_{21} . 记用户 1 和 2 的发送信号分别为 x_1, x_2 , 接收信号为 y_1, y_2 , 则在系统线路阻抗匹配的情况下不考虑线路噪声影响有下式成立:

$$\begin{cases} y_1 = H_{11}x_1 + H_{12}x_2 \\ y_2 = H_{21}x_1 + H_{22}x_2 \end{cases} \quad (1)$$

当用户 3 拔掉 CPE 或出现接触不良时,此时在线路 3 的 CPE 侧出现阻抗不匹配,数字信号会在此处发生反射,且反射信号会对邻居用户 1 和 2 产生近端串扰信号,从而响应用户 1 和 2. 根据信号的传播途径,可得到在阻抗不匹配情况下用户 1 和 2 的接收信号为:

$$\begin{cases} y_1 = (H_{11} + H_{31} \cdot \mu \cdot N_{13})x_1 + (H_{12} + H_{32} \cdot \mu \cdot N_{13})x_2 \\ y_2 = (H_{21} + H_{31} \cdot \mu \cdot N_{23})x_1 + (H_{22} + H_{32} \cdot \mu \cdot N_{23})x_2 \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)写成矩阵形式:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_{11} + H_{31} \cdot \mu \cdot N_{13} & H_{12} + H_{32} \cdot \mu \cdot N_{13} \\ H_{21} + H_{31} \cdot \mu \cdot N_{23} & H_{22} + H_{32} \cdot \mu \cdot N_{23} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} \quad (3)$$

记线路阻抗不匹配时的信道矩阵为 \mathbf{H}^D , 则其可表示为:

$$\mathbf{H}^D = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} + \mu \cdot \begin{pmatrix} H_{31} \\ H_{32} \end{pmatrix} \cdot (N_{13}, N_{23}) \quad (4)$$

其中 H_{31}, H_{32} 为用户 1 和 2 对用户 3 的远端串扰信道, N_{13}, N_{23} 为用户 3 对用户 1 和 2 的近端串扰信道, 其都为已知的信道数据可提前测量得到, μ 为反射系数. 反射系数与线路的负载阻抗 Z_L 和特征阻抗 Z_0 有关, 其描述线路阻抗不匹配的程度, 可通过下式计算得到:

$$\mu = \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (5)$$

特别地, 当线路阻抗匹配时, 负载阻抗与特征阻抗相等此时反射系数为 0. 当线路阻抗不匹配时, 如用户 3 与 CPE 断开时, 此时的负载阻抗将变为无穷大, 这时的反射系数为 1, 即

$$\mu = \begin{cases} 0, & \text{负载阻抗等于特征阻抗(阻抗匹配)} \\ 1, & \text{负载阻抗为无穷大(完全断开)} \end{cases} \quad (6)$$

3 模型验证和仿真

3.1 模型验证

为了验证上面建立的阻抗不匹配信道变化模型, 我们将当用户 3 与 CPE 断开时的测试信道数据 \mathbf{H}^M 与通过式(4)计算出来的信道数据 \mathbf{H}^D 进行比较. 我们随机从 30 对 PE05 100m 线缆中挑选 3 条线缆组成如图 1 所示的测试场景. 利用频谱分析仪 HP4395 分别测量阻

抗匹配情况下的信道数据 $\begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix}$, $\begin{pmatrix} H_{31} \\ H_{32} \end{pmatrix}$ 和近端串

扰数据 ($N_{13}N_{23}$). 通过上述模型式 (4), 取 $\mu = 1$ (用户 3 的 CPE 拔掉) 计算得到信道数据 \mathbf{H}^D 与实际利用频谱分析仪 HP4395 在用户 3 的 CPE 拔掉情况测量得到的信道数据 \mathbf{H}^M 进行比较. 取其中的用户 2 对用户 1 的远端串扰信道 \mathbf{H}_{12}^M 并和通过上述式 (4) 计算出的用户 2 对用户 1 的远端串扰信道 \mathbf{H}_{12}^D 进行比较, 如图 2 所示.

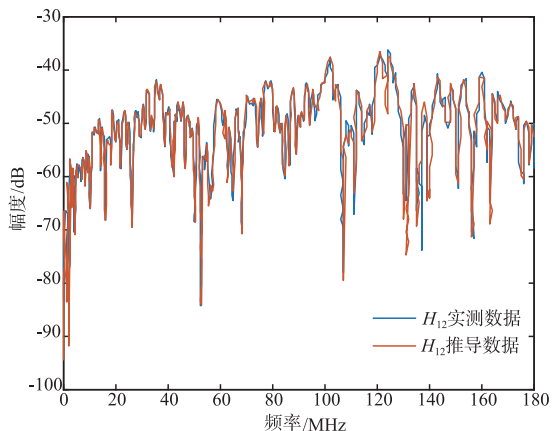


图2 阻抗不匹配实测H12信道数据与模型推导数据比较

从图 2 中可以发现, 在用户 3 与 CPE 断开时的测试信道数据 \mathbf{H}_{12}^M 与通过模型计算得到的信道数据 \mathbf{H}_{12}^D 基本吻合, 只在高频部分 (95MHz 以上) 有少许误差, 这说明了上面建立的阻抗不匹配信道模型是准确的.

3.2 阻抗不匹配程度对信噪比的影响

通过上面的分析发现, 阻抗不匹配对通信系统有着非常大的影响. 当客户终端设备 CPE 的阻抗 (负载阻抗) 和线路特征阻抗完全匹配时, 系统性能达到最优, 但这对客户终端设备制造商提出极大的挑战. 为了使客户终端设备 CPE 和线路特征阻抗保持一致, 对他们的硬件电路设计提出了较大的挑战, 他们希望能够从理论上给出在通信系统保护允许的范围内, 给出客户终端设备 CPE 的阻抗变化的最大范围, 为其在 CPE 的阻抗值设计过程中提供指导. 为了给出客户终端设备的阻抗变化的最大范围, 需要仿真不同阻抗不匹配程度下的信噪比 SNR 变化情况. 在实际使用场景中无法实际测量不同阻抗不匹配程度的信道数据 (无法设计出阻抗值连续变化的用户终端设备 CPE), 此时可利用上述模型 (4) 设置不同的反射系数来生成不同阻抗不匹配程度下的信道数据进行仿真, 从而给出客户终端设备的阻抗变化的最大范围. 下面将通过取不同的反射系数 (模拟客户终端设备 CPE 不同的阻抗值), 仿真实现 4 用户场景下, 其中用户 1 为 100m, 用户 2 为 150m, 用户 3 为 200m, 用户 4 为 200m, 研究当用户 4 取不同阻抗值情况下 (反射系数分别为 0.5 和 0.1) 对正常的前 3 个用户下行方向的 SNR 影响, 分别如图 3、4 所示.

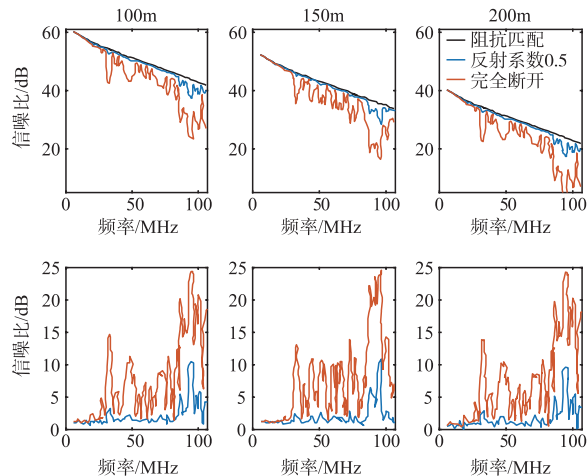


图3 反射系数取0.5时对正常用户信噪比SNR的影响

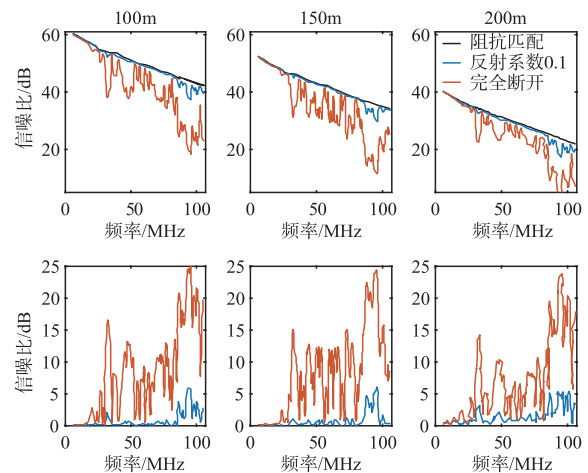


图4 反射系数取0.1时对正常用户信噪比SNR的影响

反射系数取 0.5 时, 当线路特征阻抗为 100Ω 时, 此时终端客户设备 CPE 的阻抗为 300Ω , 反射系数为 0.1 时, CPE 的阻抗为 122Ω . 从图 3 可以发现当反射系数为 0.5 时, 在高频部分 3 个用户线路 SNR 改变量达到 10dB 左右, 这超过了 G. fast 系统设置的 SNR 裕量 (SNR-Margin, 一般设置为 6dB), 可能会导致正常线路出现掉线情况. 当 CPE 阻抗降为 122 欧姆时 (反射系数为 0.1), 此时在高频部分的 SNR 改变量降低到 5dB 左右, 在 G. fast 系统 SNR 裕量的保护范围内, 不会引起其他线路的稳定性问题. 从图 3 和图 4 的结果还可以发现, 对不同的线路长度, 阻抗不匹配导致的信道变化特征类似, 都是在高频部分表现出 SNR 的改变量超过 SNR 的裕量, 说明阻抗不匹配导致的信道变化基本与线路长度无关. 且在仿真过程中发现该现象与用户数也几乎没有关系, 三用户场景和四用户场景模拟可以得到类似的结果.

最理想的情况是客户终端设备 (CPE) 阻抗与线缆特征阻抗完全匹配, 但实际设计制造很难实现. 终端设

备制造商也不可能设计出一系列连续变化的阻抗值的 CPE 来实际测量评估对通信系统的影响,因此需要建立一个理论模型来评估不同阻抗值对通信系统的影响.从上面的分析可以发现,为了使阻抗不匹配导致的信道的改变对通信系统的 SNR 影响能够在 SNR 裕量 (SNR-Margin,一般设置为 6dB) 的保护范围内,反射系数范围应取为 $|\mu| \leq 0.1$. 此时可根据式 (5) 计算出 $81.8\% \leq \frac{Z_L}{Z_0} \leq 122\%$, 即最大允许终端设备的阻抗变化范围为线缆特征阻抗的 $\pm 20\%$.

4 结束语

本文基于数字信号反射原理建立了一个终端阻抗不匹配时信道变化数学模型,采用反射系数描述阻抗不匹配程度.利用该模型得到信道数据与实际测量的信道数据基本吻合.利用该理论模型,可以仿真不同阻抗值场景下(反射系数不同)对其他线路用户 SNR 的影响,从而得到在最大允许 SNR 改变量的条件下可推导出终端阻抗不匹配最大允许的变化范围为 $\pm 20\%$,可为终端设备制造商在阻抗设计时提供一定的理论指导.

参考文献

- [1] ITU-T G. 9701-2014, Fast Access to Subscriber Terminals-Physical Layer Specification [S].
- [2] Gini G, Cioffi J M. Vectored transmission for digital subscriber line systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(5): 1085 - 1104.
- [3] Alcatel-Lucent. Influence of an Impedance Change on a Leaving Line onto the Direct and Crosstalk Channels of the Active Lines [Z]. ITU-T SG15 Contribution, 2013-10-Q4-058.
- [4] Futurewei Technologies. G. fast: SNR Drop and FEXT Channel Variations Due to Change of Alien Termination [Z]. ITU-T SG15 Contribution, 2013-10-Q4-046.
- [5] Lafata P. Simple Attenuation models of metallic cables suitable for G. fast frequencies [J]. Information and Communication Technologies and Services, 2015, 13(2): 147 - 155.
- [6] Digo A, Stenfan H, Lu C G, Miguel B. Simple and causal copper cable model suitable for G. fast frequencies [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(11): 4040 - 4051.
- [7] Medeiros E, Magesacher T, Odling P, Wei D, Wang X, Li Q J, Eriksson P, Lu C G, Boschma J. Modeling alien-line impedance mismatch in wideband vectored wireline systems [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(9): 1527 - 1530.
- [8] Diogo A, Stenfan H, Lu C G, Miguel B, Aldebaro K, Börjesson P O. Simple and causal twisted-pair channel models for G. fast systems [A]. 2013 IEEE Global Communications Conference [C]. Atlanta, GA, USA: GLOBE-COM, 2013. 2834 - 2839.

作者简介



李俏杰 男,1985 年生于江西九江.曾工作于华为技术有限公司,现为广东外语外贸大学数学与统计学院讲师.主要研究方向为通信系统与数学交叉.

E-mail: qiaojie_li@foxmail.com