



中华人民共和国通信行业标准

YD/T 2951-2015

接入网技术要求 多线对动态频谱管理

Technical requirements for access network
Dynamic spectrum management for digital subscriber lines
(ATIS-0900007.2011, Dynamic Spectrum Management Technical Report
- Issue 2, NEQ)

2015-10-14 发布

2015-06-01 实施

中华人民共和国工业和信息化部 发布

目次

前 言..... II

1 范围..... 1

2 规范性引用文件..... 1

3 术语和定义..... 2

4 缩略语..... 5

5 概述..... 7

6 将 DSM 数据传输至 SMC..... 9

 6.1 概述..... 9

 6.2 用于 DSM Level1 和 DSM Level2 的 MIB 上报参数..... 9

 6.3 用于 DSM Level3 的 MIB 上报参数..... 12

 6.4 推导参数..... 12

7 动态调整 DSL 线路频谱和信号所需的参数..... 12

 7.1 概述..... 12

 7.2 DSM Level1 的控制能力..... 12

 7.3 DSM Level2 的控制能力..... 14

 7.4 DSM LEVEL3 的控制能力..... 15

附录 A（资料性附录） DSM 和 DLM 监控、维护和操作的协同处理..... 16

附录 B（资料性附录） （矢量化）DSL 调制解调器之间线路信号的协同处理..... 23

附录 C（资料性附录） 推导参数..... 25

附录 D（资料性附录） 调制解调器间线路频谱的协同处理（频谱均衡） 27

附录 E（资料性附录） DSM 用法示例..... 42

附录 F 资料性附录） 识别串音信道与频谱..... 84

前 言

本标准按照GB/T 1.1-2009给出的规则起草。

本标准采用重新起草法参考ATIS-0900007.2011《Dynamic Spectrum Management Technical Report, Issue 2》编制，与ATIS-0900007.2011的一致性程度为非等效。

本标准与ATIS-0900007.2011的主要差别如下：

- 未采用分布式迭代注水算法；
- 未采用幻象模式；
- 未采用最大SNR容限模式；
- 未采用矢量化DSM Level3算法。

请注意本文件的某些内容可能涉及专利。本文件的发布机构不承担识别这些专利的责任。

本标准由中国通信标准化协会提出并归口。

本标准起草单位：华为技术有限公司。

本标准主要起草人：吴安妮、王 祥。

接入网技术要求

多线对动态频谱管理

1 范围

本标准规定了数字用户线动态频谱管理系统的参考模型、数据传输方法和相关的数据格式，以及识别串扰和获取线路信息的算法等。

本标准适用于公众电信网中对数字用户线进行管理的动态频谱管理系统，以及包括动态频谱管理系统的其他系统。专用电信网也可参考使用。

2 规范性引用文件

下列文件对于本文件的应用是必不可少的。凡是注日期的引用文件，仅所注日期的版本适用于本文件。凡是不注日期的引用文件，其最新版本（包括所有的修改单）适用于本文件。

YD/T 1996.2	接入网技术要求——第二代甚高速数字用户线（VDSL2）第2部分：收发器
ITU-T G.991.2（2003）	单线对高速数字用户线收发器（Single-pair high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers）
ITU-T G.992.1（1999）	不对称数字用户线收发器（Asymmetric digital subscriber line transceivers (ADSL)）
ITU-T G.992.2（1999）	无分离器的不对称数字用户线收发器（Splitterless asymmetric digital subscriber line (ADSL) transceivers）
ITU-T G.992.3（2009）	第二代不对称数字用户线收发器（Asymmetric digital subscriber line transceivers 2 (ADSL2)）
ITU-T G.992.5（2009）	扩展频谱的第二代不对称数字用户线收发器（Asymmetric digital subscriber line 2 transceivers (ADSL2)- Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+)）
ITU-T G.993.1（2004）	甚高速数字用户线收发器（Very high speed digital subscriber line transceivers (VDSL)）
ITU-T G.993.2（2011）	第二代甚高速数字用户线收发器（Very high speed digital subscriber line transceivers 2 (VDSL2)）
ITU-T G.993.5（2015）	第二代甚高速数字用户线收发器的远端自串音消除（Self-FEXT cancellation (vectoring) for use with VDSL2 transceivers）
ITU-T G.997.1（2012）	数字用户线收发器物理层管理(Physical layer management for digital subscriber line (DSL) transceivers)
ITU-T G.998.4（2010）	数字用户线收发器增强脉冲噪声保护(Improved impulse noise protection for DSL transceivers)
BBF TR-069	CPE WAN管理协议（CPE WAN Mgmt Protocol）
BBF TR-090	独立于协议的下一代ADSL技术管理的对象模型（Protocol Independent

	Object Model for Managing Next Generation ADSL Technologies)
BBF TR098	用于 TR-069 的 DSLHomeTM 网关设备 1.1 版数据模型 (DSLHomeTM Gateway Device Version 1.1 Data Model for TR-069)
BBF TR-106	用于使能 TR-069 的设备的 DSLHomeTM 数据模型模板 (DSLHomeTM Data Model Template for TR-069 Enabled Devices)
BBF TR-113	VDSL 网络元素中具体的 MCM 管理对象 (MCM Specific Managed Objects in VDSL Network Element)
BBF TR-128	TR-090 增补 (Addendum to TR-090)
BBF TR-129	独立于协议的下一代 DSL 技术的管理模型 (Protocol-Independent Management Model for Next Generation DSL Technologies)
BBF TR-130	xDSL 的 EMS 到 NMS 的接口功能需求 (xDSL EMS to NMS Interface Funtional Requirements)
BBF TR-135	使能 TR-069 的 STB 的数据模型 (Data Model for a TR-069 Enabled STB)
BBF TR-157	CWMP 的组件对象 (Component Objects for CWMP)
BBF TR-165	模板向量 (Vector of Profiles)
BBF TR-181	TR-069 设备数据模型 (Device Data Model for TR-069)
BBF TR-252	独立于协议的 xDSL 管理模型 (xDSL Protocol-Independent Management Model)

3 术语和定义

下列术语和定义适用于本文件。

3.1

美国线规 AWG

一种对导线直径进行测量和分类的标准，又被称为“Brown & Sharpe (B & S)”线规。

3.2

线捆 Binder

最小的线缆单元，其中包含一组双绞线，使用彩带对这些双绞线进行包装，从而识别并与其他单元分离。

3.3

比特交换 Bit Swapping

一种在DMT收发器中更新比特增益表的机制，在ADSL1、ADSL2/2+、VDSL1和VDSL2中使用。

3.4

比特误码率 Bit Error Ratio

一种性能指标，是错误比特数与总发送比特数的比值。

3.5

线缆 Cable

一个或多个线捆。

3.6

导体 Conductor

横截面为圆形的连续的铜线或铝线。

3.7

串音 Crosstalk

在同一线捆或线缆中由其他线对的信号耦合产生的电磁能。

3.8

用户驻地设备 Customer Premises Equipment

位于网络接口用户侧的通信设备。

3.9

被干扰线 Disturbed Pair

受到同一线捆或电缆中的一个或多个线路串音干扰的线对。

3.10

干扰线 Disturbing Pair

在同一电缆中，其信号对其他线对中的业务产生串音的线对。

3.11

下行 Downstream

从网络到用户的传输方向。

3.12

入户线 Drop Wire

位于线缆终端与网络接口设备之间的一个或多个线对。

3.13

等效工作长度 (EWL) Equivalent Working Length

$EWL = L_{26} + (0.75 \cdot L_{24}) + (0.60 \cdot L_{22}) + (0.40 \cdot L_{19})$ ，其中 L_{26} 、 L_{24} 、 L_{22} 和 L_{19} 分别是用户线中AWG 26#、24#、22#、19#线缆的长度，不包括桥接抽头的长度。单位为千英尺。这个公式仅适用于运行在1.1MHz以下频率的系统。

3.14

绝缘导线 Insulated Conductor

被绝缘体包围的导线，绝缘层通常用颜色编码。

3.15

绝缘体 Insulation

围绕导体的介质材料，从而避免该导体与其他导体接触。

3.16

环路 Loop

又称线路，是从中心局配线架或远端设备到用户侧设备之间的金属通信通道。

3.17

信噪比容限 Signal-to-Noise-Ratio Margin (SNRM)

信噪比容限是指相对于参考噪声PSD（在所有相关的频率上）的最大增量（比例增益，以dB为单位）。信噪比容限可使得在不改变PMD参数（例如比特和增益）和成帧/编码参数（例如Lp、FEC参数）的情况下，每条流的BER不超过其被指定的最大BER。

对于VDSL2来说,参考噪声PSD的其他信息见ITU-T G.993.2 (2011) 11.4.1.1.6.1节。其他情况下,参考噪声PSD即为接收噪声PSD。

3.18

最大信噪比容限 Maximun Signal-to-Noise-Ratio Margin (MAXSNRM)

最大信噪比容限,定义见ITU-T G.997.1。

3.19

最小信噪比容限 Minimun Signal-to-Noise-Ratio Margin (MINSNRM)

当容限低于这个值时,调制解调器必须重训练。

3.20

网络接口 Network Interface

位于运营商线路设备和用户之间的物理分界点。

3.21

线对 Pair

两个绝缘导线。

3.22

功率谱密度 (PSD) Power Spectral Density

单位频率的能量大小,频率的功能函数。

3.23

PSD 模板 PSD Mask

定义PSD值的绝对上限,通常用于功率管理。

3.24

传送数据时间 SHOWTIME

xTU-O (xTU-C) 或 xTU-R在完成初始化阶段以后,承载信道开始传输数据的状态。

3.25

单对线高速数字用户线 SHDSL

ITU-T G.991.2中定义的单对线高速数字用户线收发器。

3.26

频谱均衡 Spectrum Balancing

DSL调制解调器间的频谱协调。

3.27

频谱兼容 Spectral Compatibility

两种线路传输技术在同一线缆中共存,且在相互之间存在串音噪声的情况下,可满意的运行的能力。

3.28

频谱管理 Spectrum Management

最小化潜在的干扰并最大化金属线频谱效率的处理。

3.29

目标信噪比容限 Target Signal-to-Noise-Ratio Margin (TARSNRM)

用于计算最大可达速率的理论容限,见ITU-T G.997.1中定义。

3.30

双绞线 Twisted Pair

包含两根绝缘导体的传输线，在制造过程中绞在一起从而降低对外部电路或来自外部电路的耦合。

3.31

上行 Upstream

从用户到网络的传输方向。

3.32

矢量化 Vectoring

在多个DSL收发器之间协同发送信号和/或协同接收信号的技术，从而消除串音，提升性能。

3.33

语音等级 Voicegrade

一种量化方式，用于量化信道、能力、或业务是否适用于语音、数据或传真信号的传输。通常频率范围从近似直流至接近4kHz。

3.34

工作长度 Working Length

从中心局或远端设备到网络接口的用户位置，所有的分段线路的长度和，其中不包括未工作的桥接抽头的长度。

4 缩略语

YD/T 1996.2界定的以及下列缩略语适用于本文件。

L_{26}	Total working length of 26-AWG cable on a line	线路中 AWG 26 的总工作长度
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line	不对称数字用户线
ADSL2	Asymmetric Digital Subscriber Line 2	第二代不对称数字用户线
ADSL2+	Extended Bandwidth Asymmetric Digital Subscriber Line 2	扩展频谱的第二代不对称数字用户线
AM	Amplitude Modulation	幅度调制
AN	Access Node	接入点
AWG	American Wire Gauge	美国线规
BER	Bit Error Ratio	比特误码率
CO	Central Office	中心局
CPE	Customer Premises Equipment	用户驻地设备
DC	Direct Current	直流，用于指示 0Hz 频率
DFE	Decision Feedback Equalizer	判决反馈均衡
DMT	Discrete Multitone	离散多音
DSL	Digital Subscriber Line	数字用户线
DSM	Dynamic Spectrum Management	动态频谱管理
EC	Echo Cancelled	回波抵消
EIA	Electronic Industries Association	电子工业协会

ETSI	European Telecommunications Standards Institute	欧洲电信标准协会
EWL	Equivalent Working Length	等效工作长度
FDD	Frequency-Division Duplex	频分双工
FEXT	Far-End Crosstalk	远端串音
FP	Flat Pair	平行线
HDSL	High-bit-rate Digital Subscriber Line	高速率数字用户线
HDSL2	High-bit-rate Digital Subscriber Line 2nd generation	第二代高速率数字用户线
kbit/s	kilobits per second	千比特每秒
kft	kilofeet	千英尺
LT	Line Termination	线路终端
MIB	Management Information Base	管理信息库
MAXSNRM	Maximun Signal-to-Noise-Ratio Margin	最大信噪比容限
MINSNRM	Minimun Signal-to-Noise-Ratio Margin	最小信噪比容限
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
NEXT	Near-End Crosstalk	近端串音
NI	Network Interface	网络接口
NSC	Number of Sub-Carriers	子载波数
NT	Network Termination	网络终端
PAM	Pulse Amplitude Modulation	脉冲幅度调制
POTS	Plain Old Telephone Service	普通老式电话
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交幅度调制
QLN	Quiet Line Noise	静线路噪声
RFI	Radio Frequency Interference	无线电频率干扰
RLCG	resistance, inductance, capacitance, and conductance	电阻、电感、电容、电导
RMS	Root Mean Square	均方根
RT	Remote Terminal	远端设备
SCM	Single-Carrier Modulation	单载波调制
SHDSL	Single-pair High-speed Digital Subscriber Line	单线对高速数字用户线
SM	Spectrum Management	频谱管理
SMC	Spectrum Management Center	频谱管理中心
SNR	Signal-to-Noise-Ratio	信噪比
SNRM	Signal-to-Noise-Ratio Margin	信噪比容限

T1	type of 4-wire metallic 1.544 Mbit/s transmission system	4 线对 1.544Mbit/s 的传输系统类型
TAM	Test Access Matrix	测试接入矩阵
TARSNRM	Target Signal-to-Noise-Ratio Margin	目标信噪比容限
TIA	Telecommunications Industry Association	电信工业协会
TU-C	Transceiver Unit – Central office end	中心局侧的传输单元。可与其他字母绑定使用，例如 ATU-C 为局端的 ADSL 收发器。通常使用 xTU-C 表示未指定特定类型的 DSL 局端。但使用 VTU-O 表示 VDSL 的局端
TU-R	Transceiver Unit – Remote terminal end	终端收发器单元。可与其他字母绑定使用。例如 ATU-R 为终端的 ADSL 收发器。通常使用 xTU-R 表示未指定特定类型的 DSL 终端
VDSL	Very High Speed Digital Subscriber Line	甚高速数字用户线
VDSL2	Very High Speed Digital Subscriber Line 2	第二代甚高速数字用户线
VTU-O	VDSL Transceiver Unit – Office end	中心局侧的 VDSL 收发器单元

5 概述

动态频谱管理（DSM）通过对频谱均衡、对由同一个运营商管理的线路进行频谱协调，以及远端自串音消除等方法，提升业务速率、可达范围、可靠性和对称性。动态频谱管理系统通过对数字用户线进行频谱优化，提升数字用户线收发器性能。当在某些线对上应用DSM方法，可能会对其他线对的性能产生影响，这些影响也在本标准的考虑之列。

SMC可通过DSM-D接口获取处理所需的信息或通过DSM-S接口从运营商的其他系统中获取信息。SMC可通过DSM-C接口进行管理控制。如图1所示，运营商的频谱管理中心SMC可通过DSM-D接口按照特定的格式接收线路和串扰信息。SMC可通过DSM-S接口与运营商的其他处理系统交换信息，这些信息包括DSL业务统计、需求和方针。最后，SMC可诊断DSL业务的故障和/或识别可改进DSL系统的配置。这些改进后的配置可通过DSM-C接口传递给DSL系统。DSM-D和DSM-C接口传递第6章和第7章中所提及的上报参数和控制参数。SMC是运营商运行环境的一部分。SMC具有一整套系统和处理流程，运营商可通过该系统管理所属的DSL网络。SMC可以是一个单独的系统，或者是运营商网络或者业务管理系统的一部分。运营商管理系统架构中SMC的位置不在本标准的规定范围内。本标准中也不包括SMC的架构和设计，SMC系统、网元、或CPE中DSM算法的实现和设计。

根据ITU-T G.997.1，以及BBF所制定的TR-090、TR-113、TR-128、TR-129、TR-130、TR-165、TR252的要求，通常一个接入节点AN具有DSM-C接口和DSM-D接口。一般来说，AN中可支持多种DSL收发器，MIB可对多种DSL收发器进行管理，因此需要DSM-C接口和DSM-D接口支持多种类型的xTU-R和xTU-O。DSM-D接口可按照协议通过G参考点将信息从CPE发送给SMC。在这种情况下，可使用BBF所制定的TR-069、TR-098、TR-106、TR-135、TR-157、TR-181中所规定的协议和目标。

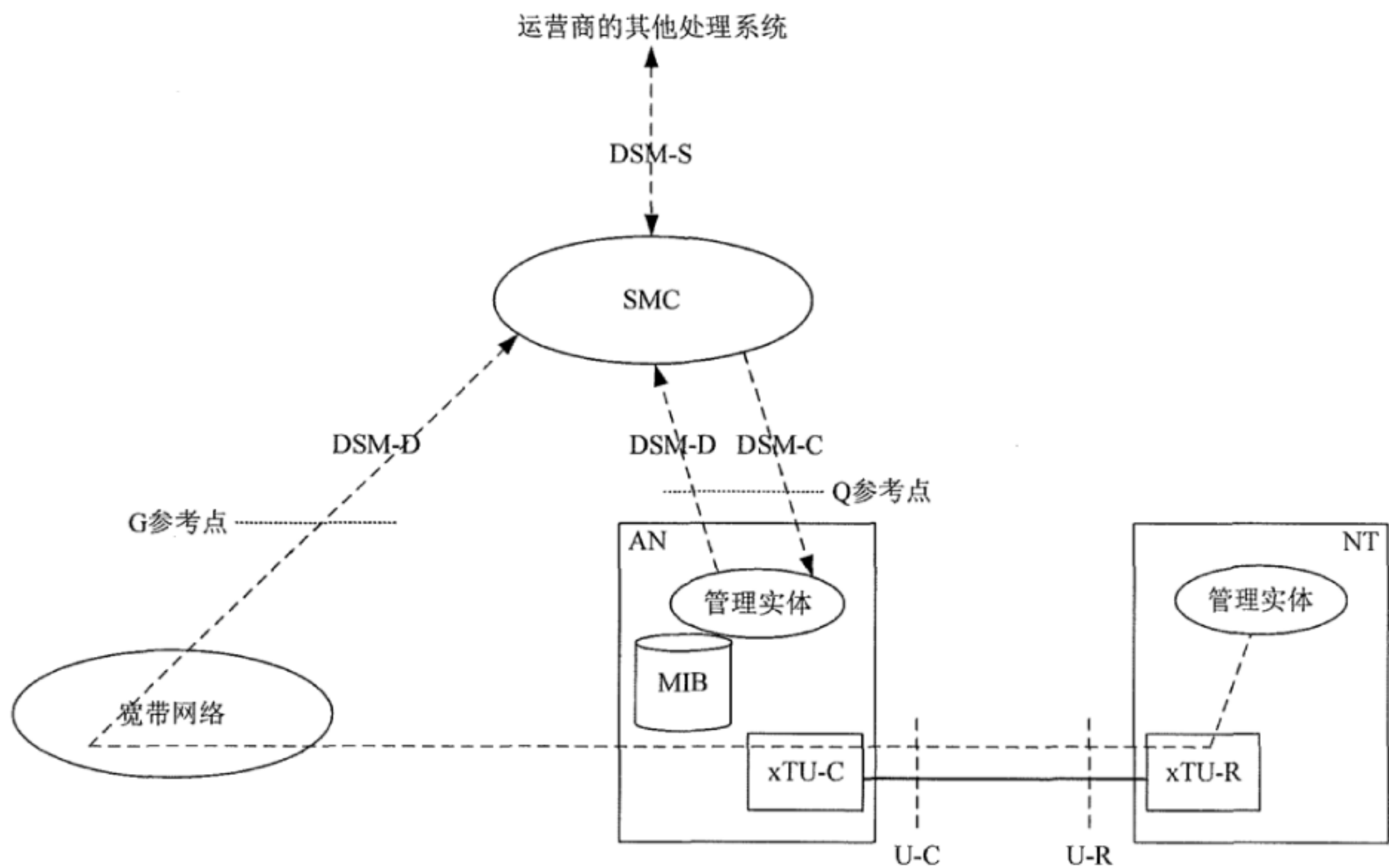


图1 DSM 参考模型

其中：

DSM-D接口：运营商的频谱管理中心SMC通过该接口按照特定的格式获取线路和串扰信息；

DSM-S接口：运营商的频谱管理中心SMC通过该接口与运营商的其他处理系统交换信息，这些信息包括DSL业务统计、需求和方针；

DSM-C接口：运营商的频谱管理中心SMC通过该接口将识别出的可改进的DSL系统配置传递给DSL系统；

U-C参考点：连接xTU-C和xTU-R的铜线靠近网络侧的端点；

U-R参考点：连接xTU-C和xTU-R的铜线靠近客户驻地侧的端点。

下面总结了三种不同级别的DSM功能：

— 一级 DSM（DSM Level1）数据采集：通过 DSM-D 接口，由 SMC 对每条线路进行独立监控，从而获得线路信息和噪声环境。

— 一级 DSM（DSM Level1）控制：对每条线路进行独立控制。

— 二级 DSM（DSM Level2）数据采集：通过 DSM-D 接口，由 SMC 对多条线路进行监控（参见附录 A），从而获得线缆内的线路信息和噪声环境。所采集的参数便于实现 DSM Level2 控制。所采集的数据还包括用于提高线路诊断的调制解调器参数。DSM Level2 数据包含 DSM Level1 数据。其中，附录 A 描述了 SMC 进行一级 DSM 和二级 DSM 监控的方法。

— 二级 DSM（DSM Level2）控制：当配置一条线路时，考虑一条线（干扰线）与另一条线（被干扰线）的交互。被配置的线路可以是被干扰线，也可以是干扰线。DSM Level2 的控制包括 DSM Level1 的控制。当控制某条线路但不考虑该线路对其他线路的干扰时，二级 DSM 控制退化成一级 DSM 控制。

- 三级 DSM (DSM Level3) 数据采集: SMC 对使用矢量化技术的线路的上下行进行监控。DSM Level3 数据包含 DSM Level2 数据。
- 三级 DSM (DSM Level3) 控制: 允许在 DSL-LT 和 DSL-NT 进行矢量化操作。可由 SMC 通过 DSM-C 接口进行控制。三级 DSM 控制包含二级 DSM 控制, 二级 DSM 控制是三级 DSM 控制的重要组成部分。三级 DSM 控制是在二级 DSM 控制的基础上进一步考虑矢量化的影响。附录 B 描述了矢量化线路间信号的协同处理。

6 将 DSM 数据传输至 SMC

6.1 概述

具有DSM能力的DSL调制解调器可能提供DSM Level1、DSM Level2、DSM Level3的数据采集功能。本章讨论了位于SMC和调制解调器之间的DSM-D接口, 并描述了在特定DSM级别下的调制解调器能提供给SMC的信息。

在SMC中所实现的DSM算法可以连续的监控和检测电缆环境的变化, 例如调制解调器打开或者关闭, 以及不稳定的CPE噪声注入源。ITU-T G.997.1中规定了操作数据的持续更新, 并在BBF TR-181的MIB中实现。上报的参数应最大限度的提供信息的实时性和有效性。在ITU-T G.997.1中, 当前的一些参数可能在某些收发器技术中未被应用, 或者不适用于某些技术。

ITU-T G.992.3、ITU-T G.992.5、ITU-T G.993.2中规定了在线路诊断模式、初始化、Showtime阶段, 这些参数的计算方式:

- 线路诊断模式: 通过命令方式进行。即使线路此时的 SNR 较差使得线路无法进入 Showtime 阶段, 也应精确的计算诊断参数, 并在调制解调器间进行可靠的交互。
- 初始化: 由于初始化阶段训练时间较短, 约束了测试参数的计算精度。因此, 在初始化阶段所计算的测试参数精度可能会比环路诊断模式下所获得的精度要低。
- Showtime: 进入 Showtime 阶段后, 可通过命令方式更新参数。

在本章中, 仅在ITU-T G.997.1中标记为R的参数用于DSM数据采集。在ITU-T G.997.1中标记为R/W的参数可被提供给SMC, 用于DSM。在第7 章中列举了在ITU-T G.997.1中标记为R/W的控制参数。

6.2 用于 DSM Level1 和 DSM Level2 的 MIB 上报参数

表1和表2分别列出了DSM Level1数据采集和DSM Level2数据采集所获取的上报参数。这些上报的参数源于ITU-T G.992.3、ITU-T G.992.5和ITU-T G.993.2, 并在ITU-T G.997.1中定义。表中给出了这些参数在ITU-T G.997.1 (2012) 中包含相关定义的章节作为参考。ITU-T G.997.1 (2012) 的7.6节描述了这些参数在哪个标准中使用。其中, “是” 表示在相应的阶段进行数据采集。

表1 用于 DSM LEVEL1 的 ITU-T G.997.1 MIB 上报参数

参数		描述	初始化	SHOWTIME 更新	线路诊断 模式	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
测试参数	LATNus LATNds	上下和下行线路 衰减	是		是	7.5.1.10 和 7.5.1.9	
	SNRMus SNRMds	上行和下行信噪 比容限	是	自动或按请求	是	7.5.1.16 和 7.5.1.13	
	ACTATPus ACTATPds	上行和下行实际 综合发送功率	是	自动或按请求	是	7.5.1.25 和 7.5.1.24	范围为一31dBm ~31 dBm

表1 (续)

参数		描述	初始化	SHOWTIME 更新	线路诊断 模式	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
测试参数	BITSpSus	上行和下行每个子载波的比特分配	是	自动或按请求		7.5.1.29.2 和 7.5.1.29.1	
	BITSpSds						
成 帧 和 交 织参数	Actual interleaving delay	实际交织延迟	是			7.5.2.3	每个承载通道
	ACTINP	实际脉冲噪声保护	是			7.5.2.4	每个承载通道
	INPREPORT	脉冲保护噪声上报 模式	是			7.5.2.5	每个承载通道
速率参数	Actual Data Rate	实际速率	是	自动或按请求		7.5.2.1	每个承载通道
	ATTNDRus	上行和下行可达速率	是	自动或按请求		7.5.1.20	
	ATTNDRds					7.5.1.19	
重传参数	RTX_USED_ds	在特定方向上是否 使用 G.998.4 重传	是			7.5.1.38	
	RTX_USED_us						
	INPREPORT	脉冲保护噪声上报 模式	是			7.5.2.5	
	ACTINP	实际脉冲噪声保护	是			7.5.2.4	
	ACTINP_REIN	实际抵抗 REIN 噪 声的脉冲噪声保护	是			7.5.2.9	

表2 用于 DSM LEVEL2 的 ITU-T G.997.1 MIB 上报参数

参数		描述	初始化	SHOWTIME 更新	线路诊 断模式	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
测试参数	SATNus	上行和下行信号衰减	是	自动或按请求	是	7.5.1.12 和 7.5.1.11	
	SATNds						
	HLINpsus	上行和下行每个子载波 H(f)的线性表示			是	7.5.1.26.9 7.5.1.26.3	
	HLINpsds						
	HLOGpsus	上行和下行每个子载波 H(f)的对数表示	是		是	7.5.1.26.12 7.5.1.26.6	
	HLOGpsds						
	QLNpsus	上行和下行每个子载波 的静默噪声	是		是	7.5.1.27.6 7.5.1.27.3	
	QLNpsds						
	SNRpsus	上行和下行每个子载波 的 SNR(f)	是	自动或按请求	是	7.5.1.28.6 7.5.1.28.3	
	SNRpsds						
	GAINSpSus	上行和下行每个子载波 的增益	是	自动或按请求		7.5.1.29.4 和 7.5.1.29.3	范围为-14.5dB~ EXTGI+2.5 dB(注)
	GAINSpSds						
	HLINGus	上行和下行 H(f)线性子 载波组大小			是	7.5.1.26.8 和 7.5.1.26.2	
	HLINGds						
	HLOGGus	上行和下行 H(f)对数子 载波组大小	是		是	7.5.1.26.11 和 7.5.1.26.5	
	HLOGGds						

表2 (续)

参数		描述	初始化	SHOWTIME 更新	线路诊 断模式	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
测试参数	QLINGus QLINGds	上行和下行 QLN(f)子 载波组大小	是		是	7.5.1.27.5 和 7.5.1.27.2	
	SNRGus SNRGds	上行和下行 SNR(f)子 载波组大小	是		是	7.5.1.28.5 和 7.5.1.28.2	
	HLINSCus HLINSCds	上行和下行 H(f)的线 性表示比例			是	7.5.1.26.7 和 7.5.1.26.1	该参数是 Hlin(f)值 所使用的比例因子
测试参数 时间戳	STAMP-TEST-NE	近端测试参数的日期/ 时间戳	是	自动或按请求		7.5.1.36.3	对最近更新的 NE 测试参数提供时间 戳
	STAMP-TEST-FE	远端测试参数的日期/ 时间戳	是	自动或按请求		7.5.1.36.4	对最近更新的 FE 测试参数提供时间 戳
成帧和交 织参数	NFEC	实际的 RS 码长	是			7.5.2.6.1	每个承载通道上报
	RFEC	实际 RS 冗余字节	是			7.5.2.6.2	每个承载通道上报
	LSYMB	每个符号的实际比特 数	是			7.5.2.6.3	每个承载通道上报
	INTLVDEPTH	实际交织深度	是			7.5.2.6.4	每个承载通道上报
	INTLVBLOCK	实际交织块长度	是			7.5.2.6.5	每个承载通道上报
	TRELLISds TRELLISus	上行和下行 Trellis 使 能指示	是			7.5.1.30 7.5.1.31	
	LPATH	每个承载通道的延迟 路径	是			7.5.2.7	每个承载通道上报
PSD 参数	TSSpsus TSSpsds	上行和下行每个子载 波的发送频谱整形因 子	是			7.5.1.29.6 和 7.5.1.29.5	
	MREFPSDus MREFPSDds	上行和下行 MEDLEY 参考 PSD	是		是	7.5.1.29.8 和 7.5.1.29.7	
	ACTPSDds ACTPSDus	上行和下行实际功率 谱密度	是			7.5.1.21 和 7.5.1.22	
	RTX_USED_ds RTX_USED_us	在特定方向上是否使 用 G.998.4 重传	是			7.5.1.38	
重传参数	INPREPORT	脉冲保护噪声上报模 式	是			7.5.2.5	
	ACTINP	实际脉冲噪声保护	是			7.5.2.4	
	ACTINP_REIN	实际抵抗 REIN 噪声 的脉冲噪声保护	是			7.5.2.9	
注：EXTGI 的定义见 ITU-T G.993.2(2011)的表 8.6。除 ITU-T G.992.3 和 ITU-T G.992.5 之外,ITU-T G.992.1、ITU-T G.992.2、 ITU-T G.993.1 都假设该值为 0							

6.3 用于 DSM Level3 的 MIB 上报参数

SMC可能会对与之连接的顺从ITU-T G.993.5标准的具有矢量化功能的VDSL2系统的数据进行观测和处理。DSM Level3数据采集能力包括了6.2节所描述的DSM Level2数据采集和DSM Level1数据采集能力。此外，DSM Level3数据采集还需获取表3 列举的参数。这些参数源于ITU-T G.993.5，在ITU-T G.997.1 中定义。表中给出了这些参数在ITU-T G.997.1 （2012）中包含相关定义的章节作为参考。其中，“是”表示在相应阶段进行数据采集，“否”标准在相应阶段不进行数据采集。

表3 用于 DSM LEVEL3 的 ITU-T G.997.1 MIB 上报参数

参数		描述	初始化	SHOWTIME 更新	线路诊 断模式	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
G.993.5 矢 量化组参数	VCE_ID	VCE 的唯一标识， 用于管理和控制线 路所属的矢量化组	是	否	否	7.4.13.1	
	VCE_port_index	物理索引，用于唯 一标识线对所连接 的 VCE 端口	是	否	否	7.4.13.2	VCE ID 和 VCE 端口索引 组 合 是 每 个 矢 量 化 VTU-O/R 的唯一标识
测试参数	XLINSCds XLINSCus	下行和上行 XLIN 比例	是	否	否	7.5.1.38.1 和 7.5.1.38.4	
	XLINGds XLINGus	下行和上行 XLIN 子载波组大小	是	否	否	7.5.1.38.2 和 7.5.1.38.5	
	XLINBANDSds XLINBANDSus	下行和上行 XLIN 频带便于	是	否	否	7.5.1.38.2	
	XLINpsds XLINpsus	下行和上行每个子 载波的 FEXT 耦合	是	自动或按请 求	否	7.5.1.38.3 和 7.5.1.38.6	G.993.5 (2015)的 11.2.1 节 定义了这些参数的推导

6.4 推导参数

推导的DSM数据参数可根据从网元中获取的DSM数据以及表1、表2和表3中的参数计算获得。可在SMC中计算获得这些推导参数，参见附录C。

除附录C中所列举的推导参数外，在附录A中所定义的算法可使用ITU-T G.997.1上报的参数值自行配置，并对第6章和第7章中列出的参数进行控制。其中，在附录D和附录E中给出了相应的示例。算法 D.1.1、D.2.1、D.2.2要求使用表1中的参数，算法 D.3.1、D.3.2要求使用表1和表2中的参数，算法B矢量化协同处理要求使用表1、表2和表3中的参数。附录E给出了使用附录A中相应算法的示例。

7 动态调整 DSL 线路频谱和信号所需的参数

7.1 概述

本章描述了位于SMC与调制解调器之间的DSM-C接口，以及调制解调器中为实现特定的DSM管理级别的控制需求，其中包括SMC控制调制解调器的能力，SMC实现DSM处理的能力。这些能力指示了基于DMT方式的调制解调器处于特定的DSM管理级别时的控制特性。

7.2 DSM Level1 的控制能力

本节所描述的DSM Level1的控制能力适用于所有类型的DSL。表4中所列举的控制参数源于ITU-T G.992.3、ITU-T G.992.5、ITU-T G.993.2、ITU-T G.998.4，并作为DSM Level1控制能力的基础。这些参数的具体定义和应用见ITU-T G.997.1 (2012)，其应用范围见相应的收发器技术规范。

表4 用于 DSM LEVEL1 的 DSM 控制参数

参数		描述	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
	MAXNOMATPus MAXNOMATPds	上行和下行的最大综合发送功率	7.3.1.2.4 7.3.1.2.3	初始化设置一次
	MAXNOMPSDus MAXNOMPSDds	上行和下行最大综合功率谱密度	7.3.1.2.2 7.3.1.2.1	初始化设置一次
	MAXRXPWRus	上行最大接收综合功率	7.3.2.1.5	初始化设置一次
	CARMASKus CARMASKds	上行和下行子载波模板	7.3.1.2.7 7.3.1.2.6	初始化设置一次
	VDSL2-CARMASK	VDSL2 上行和下行子载波模板	7.3.1.2.8	初始化设置一次
	MINSNRMus MINSNRMds	上行和下行最小 SNR 容限	7.3.1.3.6 7.3.1.3.5	
	MAXSNRMus MAXSNRMds	上行和下行的最大 SNR 容限	7.3.1.3.4 7.3.1.3.3	范围为 0 到 31.0dB。51.1dB 意味着对 ITU-T G.992.1、ITU-T G.992.3 、 ITU-T G.992.5 无最大值限制。FFFF ₁₆ 意味着对 ITU-T G.993.2 无最大值限制
	TARSNRMus TARSNRMds	上行和下行目标 SNR 容限	7.3.1.3.2 7.3.1.3.1	
	Minimum Data Rate	最小速率	7.3.2.1.1	
	Maximum Data Rate	最大速率	7.3.2.1.3	
	Maximum Interleaving Delay	最大交织时延	7.3.2.2	
	INPMIN	最小脉冲噪声保护	7.3.2.3	在 ITU-T G.992.1 和 ITU-T G.992.2 中，尚未定义该控制参数
重传参数	MINETR_RTX	期待吞吐量最小值	7.3.2.1.8	
	MAXETR_RTX	期待吞吐量最大值	7.3.2.1.9	
	MAXNDR_RTX	净数据速率最大值	7.3.2.1.10	
	DELAYMAX_RTX	最大时延	7.3.2.11	
	DELAYMIN_RTX	最小时延	7.3.2.12	
	INPMIN_SHINE_RTX	子载波间隔为 4.3125kHz 的系统抵抗 SHINE 噪声所需的脉冲噪声保护最小值	7.3.2.13	
	INPMIN8_SHINE_RTX	子载波间隔为 8.625kHz 的系统抵抗 SHINE 噪声所需的脉冲噪声保护最小值	7.3.2.14	
	SHINERATIO_RTX	用于推导获得控制参数 SHINERatio 的配置参数	7.3.2.15	SHINERatio 是在 1 秒的时间间隔内，由于 SHINE 噪声的影响，运营商所期望的可接受的业务速率损失，表示为 NDR 的分数

表4（续）

参数		描述	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
重传参数	INPMIN_REIN_RTX	子载波间隔为 4.3125kHz 的系统抵抗 REIN 噪声所需的脉冲噪声保护最小值	7.3.2.16	
	INPMIN8_REIN_RTX	子载波间隔为 8.625kHz 的系统抵抗 REIN 噪声所需的脉冲噪声保护最小值	7.3.2.17	
	IAT_REIN_RTX	REIN 噪声的内部到达间隔	7.3.2.18	
	LEFTR_THRESH	声明 leftr（无误码吞吐速率低）缺陷的阈值	7.3.1.12	
	RTX_MODE	重传模式	7.3.1.11	有效值为： RTX_FORBIDDEN、 RTX_PREFERRED、 RTX_FORCED、 RTX_TESTMODE
	MDOSPLIT	MAXDELAYOCTET-split，定义下行方向所使用的 MAXDELAYOCTET 百分比，剩余的用于上行方向	7.3.1.14	用于划分重传和交织所使用的内存
速率自适应调整参数	RA-MODEds	下行速率自适应模式	7.3.1.4.1	初始化设置一次
	RA-MODEus	上行速率自适应模式	7.3.1.4.2	初始化设置一次
	RA-USNRMds	下行 Margin 调整上限	7.3.1.4.3	初始化设置一次
	RA-USNRMus	上行 Margin 调整上限	7.3.1.4.4	初始化设置一次
	RA-UTIMEds	下行上调速率自适应的最小时间间隔	7.3.1.4.5	初始化设置一次
	RA-UTIMEus	上行上调速率自适应的最小时间间隔	7.3.1.4.6	初始化设置一次
	RA-DSNRMds	下行 Margin 调整下限	7.3.1.4.7	初始化设置一次
	RA-DSNRMus	上行 Margin 调整下限	7.3.1.4.8	初始化设置一次
	RA-DTIMEds	下行下调速率自适应的最小时间间隔	7.3.1.4.9	初始化设置一次
	RA-DTIMEus	上行下调速率自适应的最小时间间隔	7.3.1.4.10	初始化设置一次

7.3 DSM Level2 的控制能力

本节所描述的DSM Level2的控制能力适用于所有类型的DSL。DSM Level2控制能力包括了7.2节所描述的DSM Level1控制能力。此外DSM Level2控制能力还需获取表5中所列举的控制参数源于ITU-T G.992.3、ITU-T G.992.5、ITU-T G.993.2，并作为DSM Level2控制能力的基础。这些参数的具体定义见ITU-T G.997.1 (2012)，其应用范围见相应的收发器技术规范。

表5 用于 DSM LEVEL2 的 DSM 控制参数

参数	描述	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
DPBOEPSD	局端所允许的 PSD 模板	7.3.1.2.13-a1	
DPBOFMAX	DPBO 可使用的最大频率	7.3.1.2.13-a6	
PSDMASKus PSDMASKds	上行和下行 PSD 模板	7.3.1.2.12 和 7.3.1.2.9	初始化设置一次
UPDATE-TEST-NE	近端测试参数的更新请求标识	7.5.1.36.1	通过 Q 接口请求
UPDATE-TEST-FE	远端测试参数的更新请求标识	7.5.1.36.2	通过 Q 接口请求
UPBOPSD-pb	上行功率回退各频段的参考 PSD	7.3.1.2.14 -a1	初始化设置一次
UPBOKL (可选)	上行电气长度	7.3.1.2.14 -a2	初始化设置一次
UPBOKLF (可选)	强制局端的电气长度	7.3.1.2.14 -a3	初始化设置一次
UPBOKLREF-pb	上行功率回退各频段的参考电气长度	7.3.1.2.14 -a4	初始化设置一次

7.4 DSM LEVEL3 的控制能力

本节所描述的DSM Level3的控制能力适用于VDSL2。DSM Level3控制能力包括了7.2节所描述的DSM Level1控制能力以及7.3节所描述的DSM Level2控制能力。此外DSM Level3控制能力还需获取表6中的参数，表6中所列举的控制参数源于ITU-T G.993.5，并作为DSM Level3控制能力的基础。这些参数的具体定义见ITU-T G.997.1 (2012)，其应用范围见相应的收发器技术规范。

表6 用于 DSM LEVEL3 的 DSM 控制参数

参数	描述	ITU-T G.997.1 (2012) 参考章节	备注
VECTOR_BAND_CONTROLus VECTOR_BAND_CONTROLSds	上行和下行矢量化频段	7.3.1.13.1 和 7.3.1.13.2	初始化设置一次
FEXT_CANCEL_PRIORITYus FEXT_CANCEL_PRIORITYds	上行和下行 FEXT 抵消线路优先级	7.3.1.13.3 和 7.3.1.13.4	初始化设置一次
FEXT_CANCEL_ENABLEus FEXT_CANCEL_ENABLEds	上行和下行 FEXT 抵消使能/去使能	7.3.1.13.5 和 7.3.1.13.6	初始化设置一次
TARGET_NDR	目标净数据速率（当且仅当使能 G.993.5 且去使能 G.998.4 时，这个值才有意义）	7.3.2.20.1	初始化设置一次
TARGET_ETR	重传的目标期望吞吐量（当且仅当使能 G.993.5 且去使能 G.998.4 时，这个值才有意义）	7.3.2.20.2	初始化设置一次
XLINGREQus XLINGREQds	下行和上行所请求的 XLIN 子载波组大小	7.3.1.13.7 和 7.3.1.13.8	初始化设置一次

附录 A

(资料性附录)

DSM 和 DLM 监控、维护 and 操作的协同处理

A.1 介绍

更高的速率是 DSM 的主要推动力,但是有效的操作、维护、业务保障和发放也是业务布放所必须考虑的。幸运的是,DSM 可以同时满足这两个要求,并且 DSM 功能如 DSM 数据采集功能、控制功能和多线路串音优化功能等,对 DSL 线路的安装、升级和管理很关键。本附录概述了 DSM 在 DSL 线路管理中的广泛作用。

诊断和修复线路传输的基本故障有时会非常困难。这些故障尤其是串音差别很大,不同线之间相差达到几十 dB。由于串音问题十分复杂,通常认为串音应该保持在较低级别从而不会引起问题。DSM 并不简单接受这种串音信道所导致的影响,而是可以将多对线按 MIMO 信道那样进行优化。在这个过程中,DSM 本质上“诊断和修复”了串音问题。

集中式的 DSM 可以在 DSL 频谱管理中心(SMC)上采集数据。显然这些数据有利于故障诊断,另外也可以用于业务发放和保障。DSM 数据可以和数据库以及自动测试设备获取的数据相结合,并对其进行分析和存储。之后,这些数据可以输入到一个高级的 DSL 运营支持系统(OSS)对业务性能进行详细分析。用 DSM 设备进行全面、自动的 DSL 运维,可以改善 DSL 的运维,也可以提升运营商提供更高速率和更高级业务的信心。主动、自动的例行维护可以在故障影响用户业务之前隔离故障,并在故障跟踪系统中自动生成故障记录。这对那些需要更高的可用性而非上网业务的新业务将非常有用,这些新业务包括对称的企业业务、全速率的视频业务。

目前 DSL 线路通常用 POTS 线路测试的方法来维护,这些测试忽略了 4 kHz 以上的频率,从而难以诊断那些由于高频环境影响而导致的 DSL 不工作的问题。电话线的高频传输环境差异很大,不同环路的噪声和串音级别相差 20dB 或更多。业务发放没有考虑到各个环路的特征。G.992.3 线路诊断、单端测试和自动化测试技术逐渐被业界接受,这使得上述问题得以改善。DSM 功能包括 DSM 数据功能和 DSM 控制功能,也能成为提供更优质 DSL 业务的一个关键工具。

通过合适的监控、测试、分析和控制,可以保障 DSM 环境中的所有 DSL 用户业务等级。最好的方式是集中控制一些粗颗粒度的参数(例如总发送功率和比特速率),并允许自动进行其他细颗粒度参数(例如每个环路的发送频谱)的适应调整。

A.2 将DSM信道和频谱识别用于DSL的运维和监控分析

A.2.1 DSM的主要目标

减轻串音是 DSM 的主要目标。当多个 DSL 线路布放时,串音显著增加,要达到高带宽,需要更好的业务保障。DSM 监控和处理串音的能力非常重要。然而,业务提供商也需要定位 DSL 线路的所有重要问题。

通过测量发现很多地方存在很高的广播干扰或者脉冲噪声干扰,尽管这些干扰经常被串音掩盖,如果不适当处理,这些干扰会影响DSL业务。脉冲噪声可以通过长时间(例如一个小时或更长)观察比特误码率来测量。背景噪声通常是低量级的加性高斯噪声。

A.2.2 串音信道

测量线对之间的近端串音（NEXT）耦合显示了明显的差异，典型情况有 11 dB 的标准差。实际串音耦合通常比最坏情况模型低 20~30dB，也有一些情况由于线缆潮湿等原因，导致串音高于最坏情况模型。DSM 能从本质上缓解未知串音的问题。

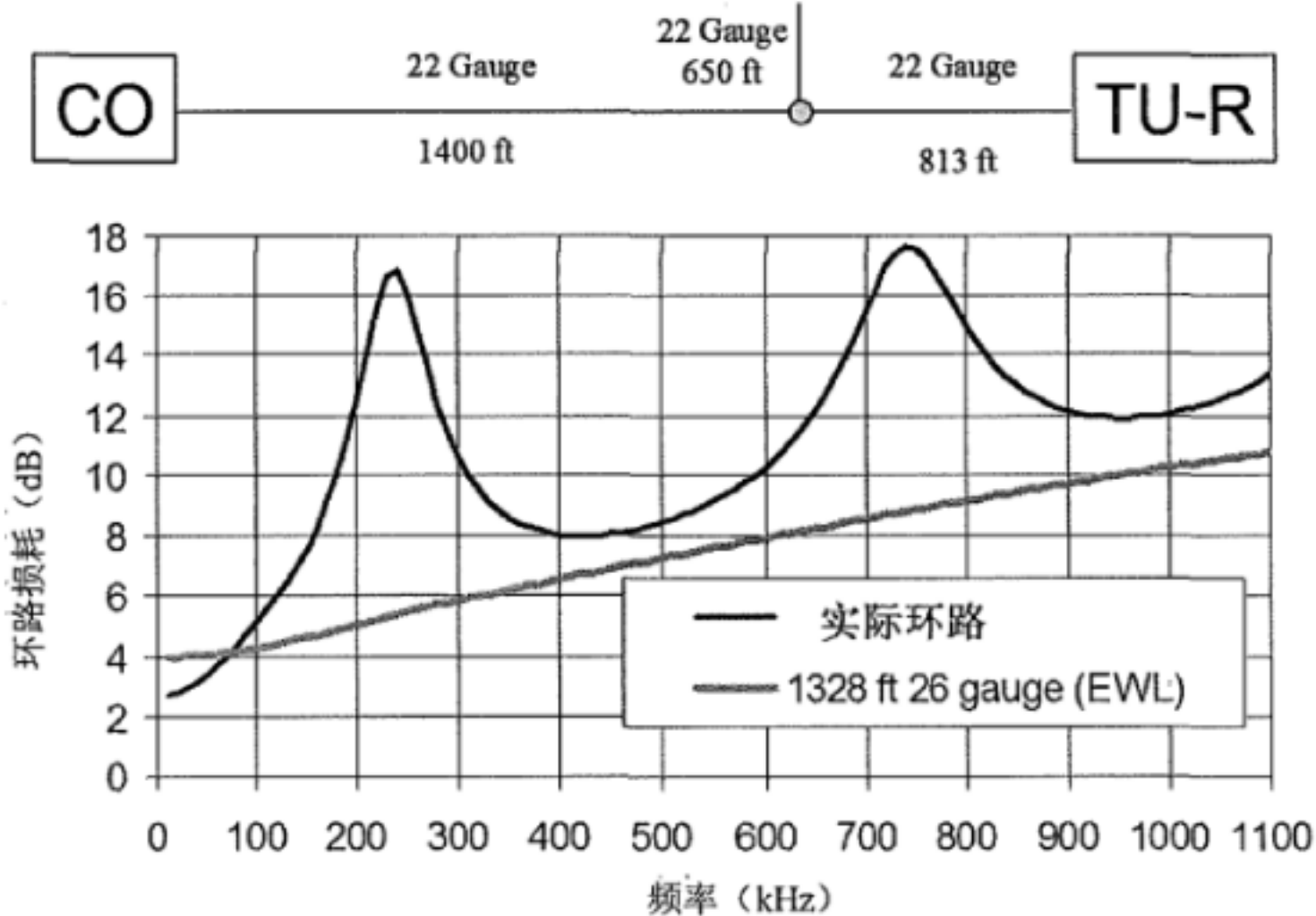
附录 F 中提到的识别串音信道和频谱的技术，可以用来协助 DSL 布放和维护。这些技术可以紧凑简单地测量、分类和存储串音耦合，也可用于频谱管理和故障定位，可能比全面的 DSM 优化更简单。

不同类型的串音源（例如 HDSL、ADSL、T1 线路等）有明显的发送频谱和时序，因此可以通过频域或时域技术，从环路接收的串音频谱来识别。单一的高功率串音很容易被识别，多个低功率的串音比较困难一些。然后可以估计出串音耦合。

A.2.3 环路识别、环路损耗和桥接抽头

当CO和用户侧设备都连接时，可以通过双端测量来得到一个环路的响应。或者，用频域反射（FDR）的方法从单端测量单端口参数来确定环路响应。类似的，增强的时域反射（TDR）技术能估计出环路的“柱状图”，这样可以看出每一段（包括桥接抽头）的长度和线规。高功率差分脉冲、灵敏的接收器、多个信号平均，以及开发良好的有精确线缆模型的分析程序，都对成功地用反射方法来识别环路非常重要。

使用附录F的识别串音信道和频谱的方法和第5章的DSM数据，有助于测量和读取环路响应。有了准确的频域响应，包括由桥接抽头引起的频域波纹，通过DSM和测量信息，可以准确地识别出由于桥接抽头引起的环路问题，避免这些问题被忽略。例如，图A.1显示了由桥接抽头引起的巨大影响。



图A.1 实际的环路响应 vs. 1328 ft 26 线规的理论环路响应

A.2.4 非串音噪声：广播、脉冲噪声和背景噪声

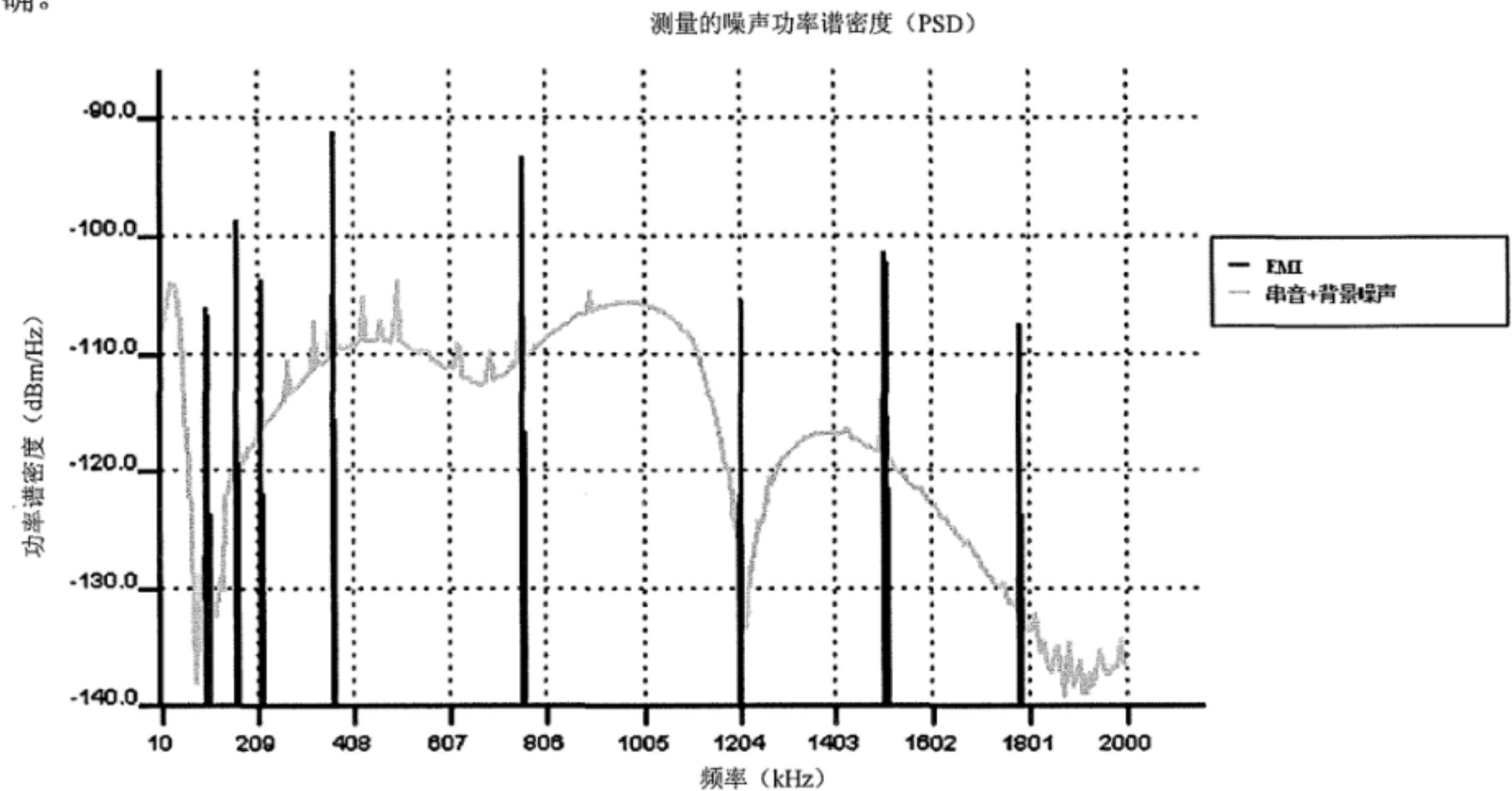
A.2.4.1 识别和处理串音

串音不是外部电话资源的唯一噪声源。通过识别和处理串音，DSM技术可以区分出串音和其他的噪声源。在很多环路中，广播干扰或脉冲噪声比串音影响更大。根据这些具体情况进行处理，而不是简单地将这些噪声当作串音并通过增加容限来规避影响，这样会更有效。

A.2.4.2 广播电磁干扰识别

电磁干扰，也叫广播干扰，是耦合到非屏蔽入户线的广播信号。AM 广播干扰通常在 535kHz~1605 kHz 之间，在短波广播中，HAM 和其他信号通常出现在更高的频率。广播干扰通常是频域上窄带干扰，可以和频带更宽更连续的串音和背景噪声区别开来，见图 A.2。然后，可以计算出广播干扰的能量和影响。

载波调制的广播噪声，例如 AM 广播，对接收信号的影响和高斯噪声不一样。一个高能量噪声载波本质上会影响接收星座点形成一个圈而不是一个点。这样，在将 SNR 输入高斯比特误码率公式之前，通过先将广播干扰能量从接收信号能量中减去来计算 SNR 而不是将广播干扰加入噪声能量中来计算会更精确。



业余无线电广播 (HAM) 通常根据是否通话来决定其打开或关闭。HAM 噪声会扰乱目前的 DSL modem 的自适应机制。远程的短波广播仅仅会在晚上引起问题。集中式的 DSM 可以有效地识别和处理 HAM 和其他广播噪声。当 DSM 设备识别到广播噪声时，可以选择性地在被影响的 DMT 载波上开槽，来缓解广播噪声的影响。

A.2.4.3 脉冲噪声

脉冲噪声通常会引起连续的误码，如果交织深度足够，这些误码可以通过交织的 Reed-Solomon 块编码来纠正。重复的脉冲噪声，以 60Hz 的电源频率重复发生，近来发现这种噪声在某些地方会引起非常严重的问题。这种噪声可以通过使用非常高的块编码冗余来消除。

脉冲噪声只能通过足够的编码和交织而非提高 SNR 容限来解决。对误码的过保护将导致速率下降和延时增加，因此需要选择性地处理。可以通过长时间周期性地监测比特误码的模式来判别，监测周期以小时为单位。

A.2.4.4 背景噪声

所有铜线中普遍存在加性高斯背景噪声。该背景噪声是相对平缓的，有时候级别会比较高。通过单个线路接收噪声频谱很难把背景噪声和串音分开，但是足够强的 DSM 设备监控多个线路的串音交叉影响，可以把背景噪声区分出来。

A.3 用DSM数据监控和维护DSL（将信道信息传送到频谱管理中心）

A.3.1 DSM数据的重要性

本标准第5章中定义的DSL收发器上报的DSM数据有很多用处。这些数据包括数据库中的存档数据，专用的测试头的数据。当一个分析系统详细诊断DSL线路中每种故障的影响时，这些数据十分重要。

A.3.2 DSM 数据

本标准第 5 章介绍了大量信息，这些信息能从支持 DSM 的 DSL 线路获得。这些数据从 DSLAM 获取，作为集中式网络运维中心的输入。工作中的 DSL 数据是双端的，包括在 CO 和用户端的上下行数据。第 5 章关注工作中的 DSL 线路，但是 DSM 数据也可以包括 DSLAM 的 CO Modem 测量得到的单端测试 (SELT) 数据。在 DSL 业务激活之前，或者在分析没有工作的 DSL 线路时，SELT 可以从单个 DSL modem 上报单端测量数据。SELT 可能会对 DSL 业务预发放和故障定位有很高的价值，特别这些参数以本标准中定义的 DSM 格式上报。

采用 DMT 调制方式的 ADSL1、ADSL2+ 以及 VDSL 收发器可以获得每个载波的接收信号能量和信噪比，由于发送信号是已知的，环路的幅度响应和噪声的功率谱都可以获得。类似的，在单载波收发器中，这些频谱信息也可以通过增益控制和均衡器参数获得。信号和噪声的频谱信息对铜线问题的故障定位非常有用。环路响应可用于定位故障和桥接抽头；噪声频谱可以用于分析串音和广播干扰，甚至可以帮助隔离噪声源（例如 T1 线路串音）；信噪比频谱可以用于计算环路的理想性能，用于识别有问题的收发器以及优化特定环境下的传输参数。

本标准中定义的 DSM 数据由支持 DSM 的 DSL modem 上报。然而，其他设备，例如 DSL 测试头也可以以 DSM 数据格式上报数据。实际上，DSM 数据是一些通用的、统一的、可交互的 DSL 线路参数格式，可用于多种目的。DSM 数据可以从带内信号、专用以太网或专用端口采集。

DSM Level 2 上报了有用的频谱数据。DSM Level 1 线路给集中式的系统上报了充足的数据，以保证它们的性能在其他线路上线的时候得以维持，通过增加发送功率的方法来进行频谱优化或“修复”。DSM Level 3 数据将来也可以用于分析一些特殊情况，例如两线之间的串音。

A.3.3 数据库资源

现有的铜线资源数据库通常包括环路的构造，包括桥接抽头的每一段的长度和线径。高级的 DSL 管理系统需要用于业务发放和运维的数据库，这个数据库除了有现有的环路数据外，还应包括更多有用信息，这些信息包括环路响应、噪声、配置的 DSL 的数据、线捆信息、线路之间的串音以及 DSL 历史配置信息。

A.3.4 自动测试

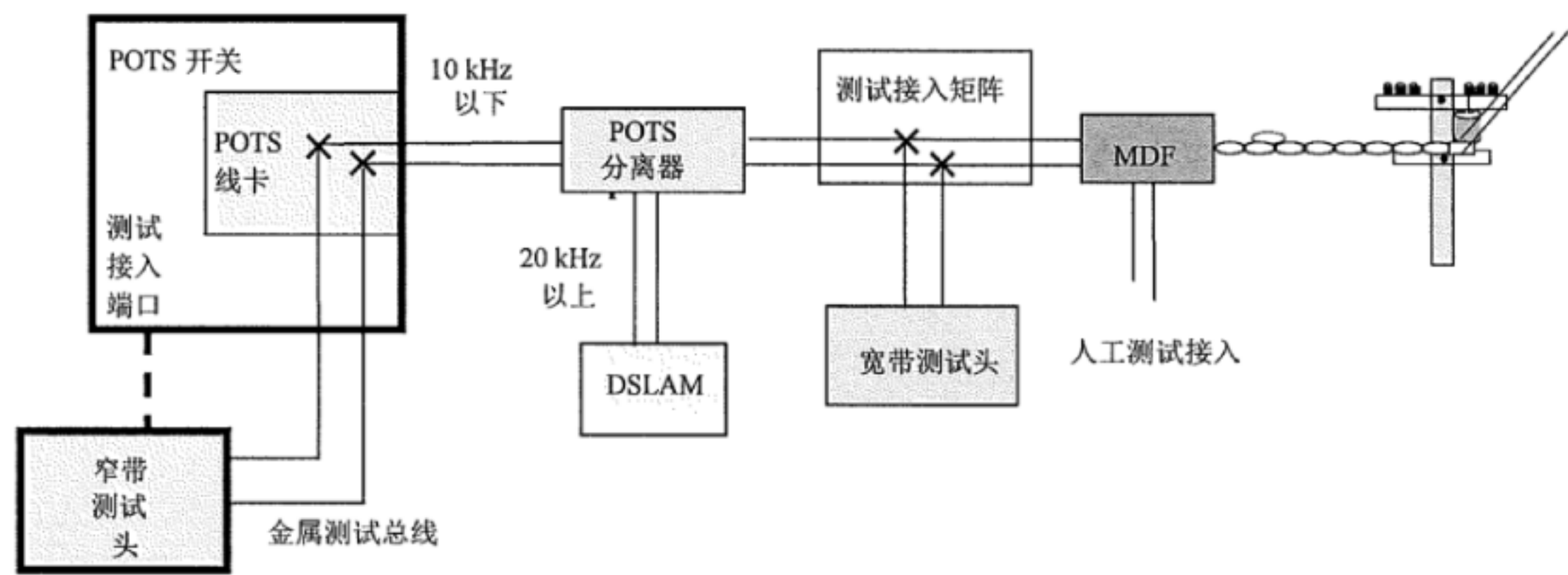
和 modem 相比，专用的测试设备尽管增加了复杂度，但能进行更高精度的单端测试。自动测试数据是集中式 DSM 的非常有用的辅助数据。

现在，几乎所有的电话中心局都配备了自动窄带 POTS 环路测试系统。一个用户线环路可以短暂地中断业务，通过语音开关切换到中心测试头，对用户环路进行单端测量。这些测试非常快，因此一个测试头一晚上可以串行地测试几千个线路，在用户体验到问题之前发现故障。POTS 线路测试通常测量语音频段的噪声、电容、电阻和电压；这些参数有 tip 和 ring 线之间的、tip 线和地之间的、ring 线和地之间的。电容参数可以用于估计环路长度和纵向平衡损耗 (LCL)。LCL 的定义可以参考 ITU-T xDSL 建议稿。

窄带测试能指示一个环路是否有缺陷并大概估计出环路长度，这些对 DSL 是有一定帮助的。然而，它并不能给出在 DSL 频段的一些信息。因此，还需要一个宽带 DSL 测试头，用于测量宽带噪声频谱，测量反射信号用于估计环路组成，而且通过同时控制两对线，可以直接测量串音耦合。这些宽带测试大概需要 1~2min，而窄带测试大约只需要 10s。

A.3.5 自动测试接入

POTS 环路测试头通过金属测试总线和中继连接，允许切换到任何一个局端环路，参见图 A.3。通常，金属测试总线会在高频引入衰减和失真，而且当存在 ADSL 分离器时，从 POTS 测试总线上只能测试大约 10kHz 以下的频率，无法测量高频。像 SHDSL 这样的基带对称业务不使用分离器，因此这种应用不会阻碍高频测试。



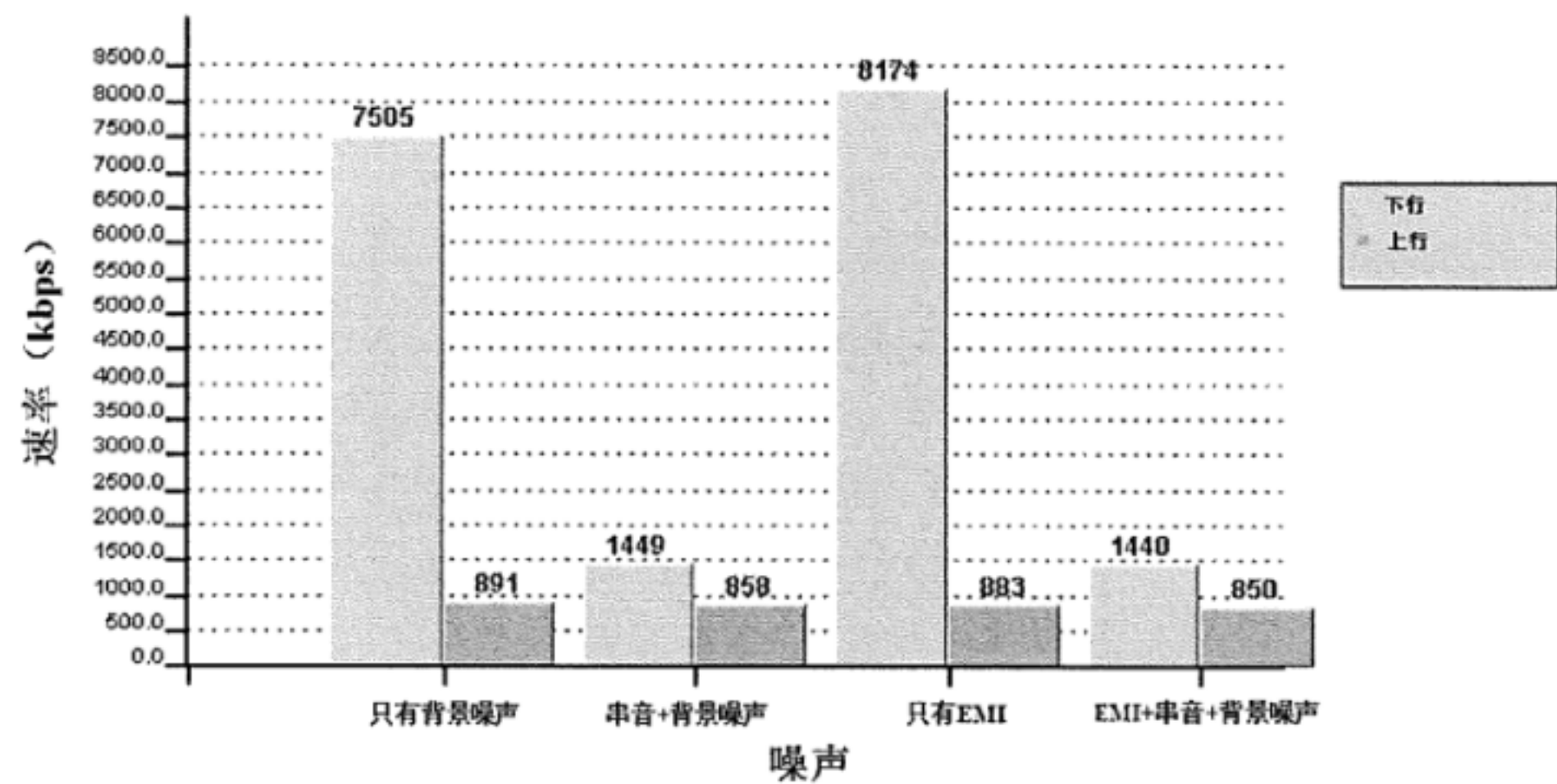
图A.3 测试入口

通过和一个有“测试靴”的 POTS 框直接连接，可以临时避免失真。专用的 CO 端宽带测试头通常通过一个测试接入矩阵（TAM）来接入 DSL 线路。TAM 可以让一个测试头测试几百个 DSL 线路，所有频率都不会有失真。TAM 会连接到所有 DSLAM 端口和没有业务的 DSL 环路。线路切换连接到测试头进行测试时，会中断和原来 modem 的连接。或者，测试设备可以通过高阻探头进行 PSD 测量，来进行不中断业务的测试。集成的 TAM 位于 DSLAM 的内部，外置的 TAM（ETAM）位于 DSLAM 的外部。配线架 ETAM 安装在 CO 的主配线架上，其他的 ETAM 通常安装在 DSALM 附近。

远端 ADSL2+或 VDSL 的部署会将测试接入点移到户外设备，测试设备也在户外。也有一些方法，通过很粗略的采样测量，将金属测试总线从中心局扩展到远端。

A.3.6 分析引擎

近 20 年来，用于分析 DSL 传输的模型或规则例如 T1.417-2003 中定义的模型，得到了完善。该规则可以准确地估计容限、比特速率和其他任何类型的 DSL 性能测量数据。可以把测量数据和 DSM 数据输入这些模型，用于精确计算 DSL 业务速率，测试分析见图 A.4。



图A.4 ADSL 影响分析

这个例子显示串音是最主要的噪声。ADSL 比特速率的计算场景为 9008ft 线长，9dB 容限，-140dBm/Hz 背景噪声

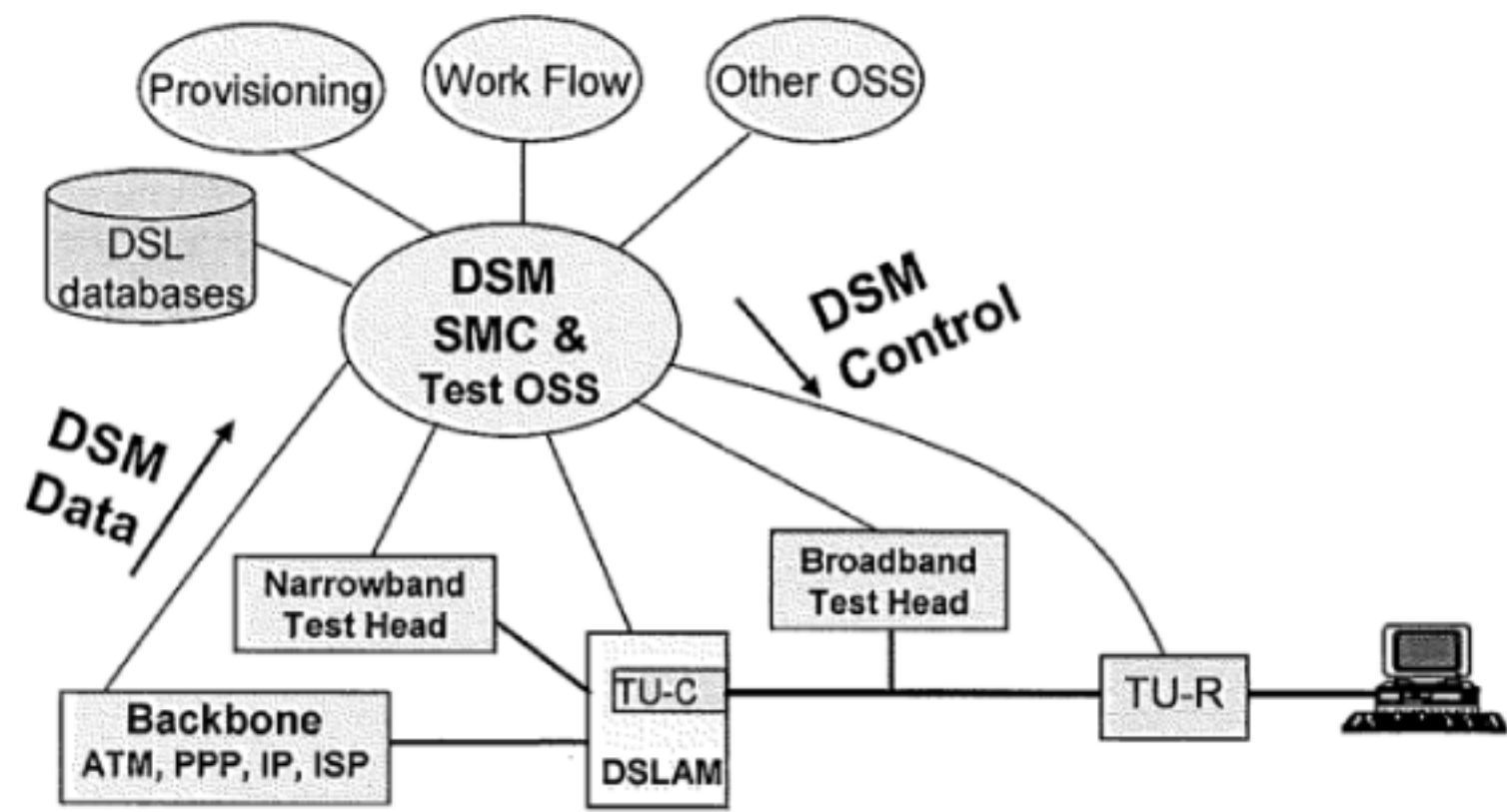
接收 DSL 信号由环路响应确定，接收噪声可以分解为串音、背景噪声、EMI 广播干扰和脉冲噪声。可以输入单个噪声到 DSL 传输模型分析程序来评估其影响，如图 A.4 所示。可以改变环路组成和噪声组成（例如移除桥接抽头，降低串音）来确定单个因素的影响，调试 DSL 线路。

A.4 用DSM 控制（DSL收发器的线路频谱和信号的动态变化的方法 ）实现业务保障

A.4.1 DSM收发器控制方法

本标准的第 6 章包含 DSM 收发器的控制方法。这些控制方法对 DSL 业务管理的每个阶段都是有帮助的，从布放到维护到退役。用 DSM 数据和控制来改善 DSL 操作和维护的 DSM SMC 的整体结构可以参见图 A.5。

第 6 章中定义的 DSM 控制允许在发送功率谱的很多频率上精密控制每一个收发器的发送功率，以及控制其他发送参数。例如，远端部署的 ADSL2+在低频段大大降低了发送低功率，以兼容 CO 端部署的 ADSL1。然而，如果 DSM 数据的分析结果或者数据库显示对 ADSL1 没有串音，那么 ADSL2+的配置只需要考虑最大化自身的速率。



图A.5 集成了测试 OSS 能力的 DSM SMC 实现 DSM 控制和数据逻辑连接

A.4.2 DSM控制用于故障修复

隔离特定的故障并对它们采取适当的处理相对于单纯降低速率而言，对业务是更有利的。这样做，在修复和重配置上可以减少很多浪费。DSM 控制信号可以调整功率、频谱、交织、速率和其他传输参数来缓解故障。

使用 DSM 的分析，可以确定各种噪声的影响，识别主要的问题。修复的故障类型可以缩小到一定范围之内，见表 A.1。每种修复提供的可能的提升能被计算出来，可以判断出哪种对给定的线路有效。“DSM 控制修复”可以通过 DSM SMC 来实现，或者通过 DSM 控制信号自动实现问题的修复。例如，DSM 可以识别出引起问题的串音源线路，然后 DSM 控制降低串音源线路的频谱，同时监控串音源线路和问题线路来保证它们的性能。

进行分析以确定合理的建议比实际尝试各种修复手段会更有效率。如果某个环路在只有背景噪声的条件下发送信号的时性能都很差，那么这一点应该被标注，而不是浪费精力去修复一个不可修复的故障。

表A.1 部分 DSL 损伤的识别和修复建议

故障	识别	线路建议	DSM 控制建议
桥接抽头	识别线路组成，分别计算有桥接和没有桥接的时候的性能	移除桥接抽头	将功率谱重新分配到桥接抽头凹槽以外的频段
串音	计算有串音和没有串音的性能；识别串音的类型和功率	切换线路	降低串音源线路的功率，执行 DSM 联合频谱优化
电磁干扰（EMI） 广播干扰	识别 EMI 功率；计算有 EMI 和没有 EMI 的性能	升级入户线或者室内线路	关闭 DMT 子载波。 对 DMT 信号加窗。 进行 EMI 抵消
脉冲噪声	长时间（几个小时）误码监控	升级室内线路	增加交织深度 增加编码冗余

历史信息存放在 DSM 数据库，可用于识别重复性的故障并帮助调试随时间变化的故障，例如因为不同用户发送功率或频谱变化引起的串音变化。

A.4.3 DSM的其他OSS应用：业务发放、工作人力和清单管理

使用 DSM 可以最大限度地灵活利用铜线资源。DSM 数据能用于例行的联合优化，可以精确预评估每个铜线支持的比特速率，可选择性地允许一些用户获得比其他用户更高的业务等级。DSM 使得业务发放系统能有效地对业务等级进行分类。

DSM 分析和控制能加快故障定位。DSM 技术分析、识别出来的问题会自动到达正确的运维中心，通过发送故障报告来指导重新布线、修复或者更换。DSM 数据和修复指令被写到故障单中，可以加速分发和修复的过程。有了 DSM 控制，自动测试系统和技术专家能在工作中心修复问题而不需要指派外出。

DSM 也可以直接操作清单和配置系统，例如指定 DSM 使能端口并建立 DSM 业务。

A.5 总结

DSM 数据和 DSM 控制信号提供了统一的 DSL 线路维护框架，可以用于联合速率优化和其他很多目的。DSM 例行的分析和优化也能自动的监控和管理任务。通过 DSM 系统，DSL 业务发放能对业务等级进行分类。

DSM 能识别并协助缓解一些最难于诊断的铜线基本问题。通过分析，可以给出一些正确的修复建议（例如，移除桥接抽头），从而避免外派人力定位。DSM 控制和联合优化可以远程修复很多问题。DSM 数据存储可以避免重复工作；通过集中管理 DSM 进行监控和控制也能改善业务保障，协助提供正确的业务等级。

附录 B
(资料性附录)

(矢量化) DSL 调制解调器之间线路信号的协同处理

矢量化是 DSL 系统中物理媒介子层 (PMD 层) 上的技术, 其对发送端或接收端的线路信号进行单端或者双端协同处理。它可以源于线路间的串音从而提升性能。矢量化可用于减少同一线捆或线缆内来自协同和非协同信号的 NEXT 和 FEXT, 其带来的性能提升的程度取决于信道环境。附录 F 引入双绞线 ABCD 模型对 NEXT 和 FEXT 耦合 MIMO 信道进行了详细的刻画。矢量化技术可以适用于单个或多个用户以获得增益。

矢量化技术可抵消 8 种基本的串音, 参见表 B.1。

图 B.1 串音类型及各自适用的矢量化

名称	串音类型: NEXT 或 FEXT	串音侧: CO 侧或 CPE 侧	串音源: 协同矢量化线路或非协同线路
$NEXT_{LT,in}$	NEXT	CO 侧	协同矢量化线路
$NEXT_{LT,out}$	NEXT	CO 侧	非协同线路
$NEXT_{CPE,in}$	NEXT	CPE 侧	协同矢量化线路
$NEXT_{CPE,out}$	NEXT	CPE 侧	非协同线路 - 可能需要参考噪声如共模模式、第二根导线、绑定线路等
$FEXT_{LT,in}$	FEXT	CO 侧	协同矢量化线路
$FEXT_{LT,out}$	FEXT	CO 侧	非协同线路
$FEXT_{CPE,in}$	FEXT	CPE 侧	协同矢量化线路
$FEXT_{CPE,out}$	FEXT	CPE 侧	协同作线路

注: 下标指示串音的来源, 其中 ‘in’ 表示串音源来自矢量化线路组内, ‘out’ 表示串音源来自矢量化线路组外

图 B.1 描述了发送端协同处理一个的通用场景, 图 B.2 描述了接收端协同处理的一个通用场景。

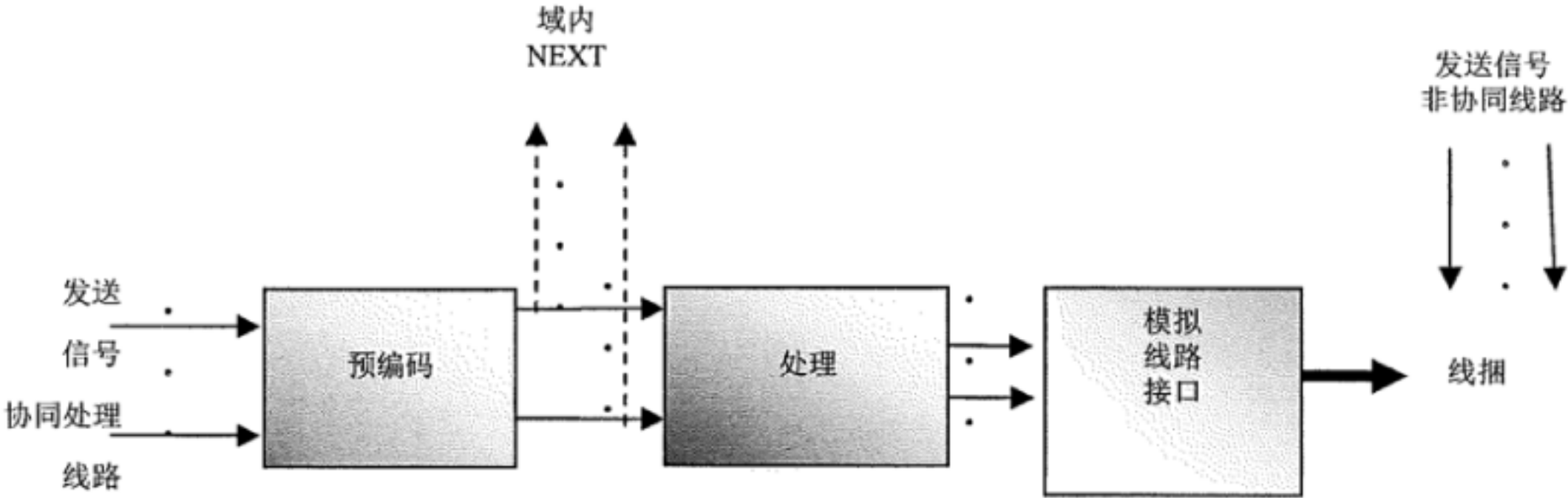


图 B.1 发送端物理层矢量化框图

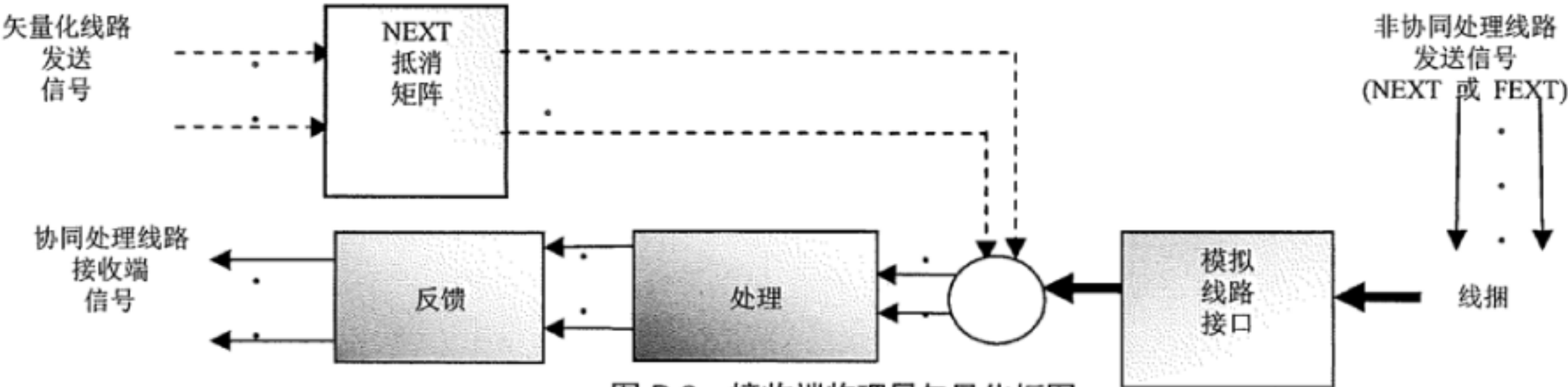


图 B.2 接收端物理层矢量化框图

矢量化 DSL 技术可抵消以下串音。

矢量化发送端:

- $FEXT_{LT,in}$
- $FEXT_{CPE,in}$

矢量化接收端:

- $FEXT_{LT,in}$
- $FEXT_{LT,out}$
- $FEXT_{CPE,in}$
- $FEXT_{CPE,out}$
- $NEXT_{LT,in}$
- $NEXT_{LT,out}$
- $NEXT_{CPE,in}$
- $NEXT_{CPE,out}$

附 录 C
(资料性附录)
推导参数

下面推导的 DSM 参数可以通过网元提供的 DSM 数据在 SMC 上计算。

均方误差 – MSE[i] – 对于任何 ADSL 和 VDSL modem, 子载波 i 的均方误差 MSE[i] 可以用 PSD[i], 5.2 节中定义的 SNR[i], 和 Hlog[i] 来计算, 计算方法如(C.1):

$$\text{MSE}[i] = \text{PSD}[i] + \text{Hlog}[i] - \text{SNR}[i] \quad (\text{C.1})$$

如果子载波没有被使用, 那么 MSE[i] 可以用接收器收到的该子载波的能量进行平均得到。

子载波 i 的比特误码概率 – Pb[i] – ADSL 或者 VDSL modem 在任何一个使用的子载波 i 上的比特误码概率 用 Pb[i] 表示。这个概率和接收器的性能和设计有关, 但是基于噪声为高斯噪声且均方差为 MSE[i] 的假设, 接收器设计者经常用 SNR[i] 的函数来近似估计这个概率。

注: Pb[i] 不能用于非稳态噪声引起的误码

误码率 Pb, 可以近似地用每个子载波的 SNR 和这些子载波承载的比特数来估算。当使用 QAM 方式调制时, 可以用下面业界常用的公式 (C.2):

$$Pb \cong 4 \cdot Q\left(\sqrt{\frac{3 \cdot \text{SNR} \cdot \gamma_c}{2^{\text{bits}} - 1}}\right) \quad (\text{C.2})$$

其中, $Q(x)$ 是高斯 Q-函数¹, γ_c 是由于 FEC 和网格编码带来的编码增益。更精确的表达式也可以从 DMT 相关理论文献中查到。

注: 编码增益 (γ_c) 的精确值依赖于具体实现, 目前 ITU-T G.997.1 标准中没有定义这个参数。 γ_c 的估计方法超出了本标准的范围。

子载波 i 的容限 – MARGIN[i] – ADSL 或者 VDSL 接收器在任何一个使用的子载波 i 上的容限, 是指在保证该子载波 $Pb[i] < 10^{-7}$ 误码率要求的情况下, 能忍受的 MSE[i] 的最大增量的 dB 值。计算 Margin[i] 所用的实际编码增益依赖于具体实现。编码增益的估计方法超出了本标准的范围。

功率谱密度 – PSD[i] – 这个参数是在发送器输出端直接测量的每个子载波的 PSD 估计值。

对于 VDSL2: MREFPSD 的值包括除增益因子外的所有滤波器的影响, 可以用公式 (C.3) 估计 PSD[i]:

$$\text{PSD}[i] = 10 \cdot \log_{10}(10^{\text{mrefpsd}[i]/10} \cdot g_i^2) \quad (\text{C.3})$$

其中, MREFPSD[i] 可以使用 G.997.1/7.5.1.29.7-8 中定义的 MREFPSDds/us 参数, 并使用 G.993.2/12.3.3.2.1.3 节描述的方式进行插值而得到。 g_i 在 G.997.1/7.5.1.29.3-4 中定义。

对于 ADSL2/2+, PSD(i) 可以用 (C.4) 计算:

$$\text{PSD}[i] = 10 \cdot \log_{10}(10^{\text{refpsd}[i]/10} \cdot g_i^2 \cdot t_{\text{SSI}}^2 \cdot |H_{\text{shape}}(i \cdot \Delta f)|^2) \quad (\text{C.4})$$

其中, REFPSD = ACTPSD – RMSGI。ACTPSD 在 G.997.1/7.5.1.21-22 中定义。RMSGI 可以用 g_i 计算,

1) ¹ 高斯 Q-函数的定义为 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du$

g_i 在 G.997.1/7.5.1.29.3-4 中描述, 使用了 G.992.3/8.5.1 中的定义。 $tssi$ 在 G.997.1/7.5.1.29.5-6 中定义。 H_{shape} 是对除 $tssi$ 和增益因子以外的所有滤波器影响的估计。

注: SMC 上 H_{shape} 的确定超出了本标准的范围。 H_{shape} 的精度需求有待进一步研究。

附加比特 – EXBITS – 表示每个 symbol 的附加比特。

表示每个 symbol 的附加比特数目。这个参数在 G.997.1 中没有定义。SMC 可以通过成帧参数用下面方法计算。这个方法用到了 G.997.1 中的参数。G.997.1 的 7.6 节的表格说明了哪些参数用于哪些物理层推荐。

S 是每个 RS 码字包含的 DMT 符号个数。

$$S = \text{NFEC} / (\text{LSYMB}/8)$$

$$\text{全部速率} = \text{LSYMB} \times f_s$$

$$\text{RS 编码开销速率} = 1/S * \text{RFEC} \times f_s$$

$$\text{总计速率} = \text{全部速率} - \text{RS 编码开销速率}$$

$$\text{附加速率} = \text{总计速率} - \text{净速率}$$

$$\text{EXBITS} = \text{附加速率} / f_s$$

$$\text{对于 ADSL: } f_s = 4\text{kHz}$$

$$\text{对于 VDSL2: } f_s \text{ 可以通过公式 (C.5) 计算:}$$

$$f_s = \Delta f / (1 + \text{ACTUALCE} \times 16) \tag{C.5}$$

其中 Δf 是 4.3125 kHz 或 8.625 kHz, 由子载波间隔决定。ACTUALCE 是 G.997.1 中定义的实际的循环扩展参数。

附录 D

(资料性附录)

调制解调器间线路频谱的协同处理 (频谱均衡)

D.1 自治xDSL固定容限模式

D.1.1 概述

任何一个xDSL调制解调器在既定的比特误码率 (通常为 10^{-7}) 与给定的最大容限 (目标容限) 下最小化所需的发送功率, 从而达到运营商所选择的数据速率, 这种xDSL调制解调器被称为运行在固定容限模式下。运行在这种模式下的xDSL将产生较其他模式更小的串扰。因此, 在考虑xDSL产生串扰的情况下, 布放这种模式的xDSL是较为有效的。

运行在固定容限模式的xDSL, 所有使用的子载波 n 的功率谱密度 $S_{xDSL}(n)$ 需满足公式 (D.1)。

$$S_{ADSL}(n) + \frac{10^{9.75+0.1(\gamma_m-\gamma_c)}}{|H(n)|^2} \cdot S_{noise}(n) = \text{常数} \quad (D.1)$$

其中, γ_m 是目标SNR容限 (TARSNRM, 以dB为单位), γ_c 是接收器的编码增益 (以dB为单位), $|H(n)|^2$ 是F.2中描述的线路传输函数, $S_{noise}(n)$ 是子载波 n 的噪声功率谱密度 (单位频率上的单位功率), 以及SNR差距9.75 dB (BER为 10^{-7})。通常, 通过HLINps和QLINps测量获得 $|H(n)|^2$ 和 $S_{noise}(n)$, γ_m 由运营商设置, 一般是6 dB。当系统使能FEC和栅格编码时, γ_c 约为5.5 dB。公式(D.1)中的常数由分配的非负功率谱密度或具有最高比值 $|H(n)|^2 / S_{noise}(n)$ 的子载波的能量所决定。迭代公式 (D.1), 直至公式 (D.2) 所获得的速率与目标数据速率相等。

$$R = 4000 \cdot \sum_{\text{used } n} \log_2 \left(1 + \frac{S_{ADSL}(n)}{10^{9.75+0.1(\gamma_m-\gamma_c)}} \right) \quad (D.2)$$

实际上, 每个子载波上最多承载15bit。可通过最小化每个子载波 n 加载每一个额外的比特所需的能量获得所需的功率。每个子载波 n 加载每一个额外的比特所需的能量是测量的信道和噪声, 以及比特加载表中G.992.3、G.992.5、G.993.2的函数。因此, 每个连续发送的比特被分配至所需能量最少的子载波 n 上发送。当所有加载比特的总和达到了目标比特速率时, 功率最小且xDSL满足固定容限模式的标准。也可使用其他算法实现功率最小化。根据迭代注水算法 (IWF) 获得的PSD可通过在实际比特加载过程中 (每个子载波至少加载1比特) 在子载波上使用平坦PSD的方式近似获得。

发送功率和功率谱密度不应超过相应xDSL技术规范中所规定的应用限制。

D.1.2 集中式的多级迭代注水算法

是指一种由基本的注水算法改进的可选 DSM Level 2 多级注水比特加载算法。该算法有潜在的能力以实现分布式的 SMC 功能, 同时可以达到类似集中式的 OSB 算法的高性能。多级注水算法需要远端串音传输函数的幅度 (Xlog) 和直接信道传输函数的幅度 (Hlog)。对于参与多级注水算法的用户输出一个想要得到的用户频谱。该算法通过 ITU-T G.997.1 定义的 PSD mask 参数进行配置。

基本的注水算法是该算法的组成部分。在 DMT 系统中，使用基本注水算法或者一级算法表示子载波 n 上的功率见公式 (D.3)。

$$Power(n) = \max \left\{ 0, K - \frac{\Gamma \cdot Noise(n)}{|Channel(n)|^2} \right\}$$

(D.3)

其中，所有子载波 n 上的功率是 0，或是一个与频率无关的常数 K 和带比例因子的噪信比的差。常数 K 是注水等级。

图 D.1 阐述的是一个逼近注水算法的所谓贪婪算法或者“Levin-Campello”算法。该算法在每个子载波上分配整数个比特的情况下是最优的。对于每个子载波，需要维护一个能量表（通常，能量表是相对于每个子载波上增益噪声比的倒数的一个比值，对于每个子载波在内存中有效的产生一个列表去执行能量表，因此只要做个简单的乘法运算就可以节省内存）。这个表包含了每增加一个连续的比特所需要增加的能量。通过一种贪婪的方式进行比特分配，即每加载下一个比特按照子载波上需要最少增加的能量去分配比特。动态加载算法通常需要连续的比较当前子载波传输更高比特所需要的最大能量与其他子载波上下一次增加的能量。如果信道或者噪声改变使得另一个比特分配者的增加能量减少（或更有吸引力），则标准化的比特交换机制允许移动比特到能量增加更低的位置。这个算法可以基于标准化调整增益水平，即使没有比特交换，发送器的交互增益变化也可以通过标准化的控制信道进行调整（所谓的“增益交换”）。然而，在频谱管理中心中可以保持 DSM Level 2 的集中方式对每对线执行该算法。

DSM Level 1 注水加载算法倾向将比特首先加载到频率较低的子载波上。

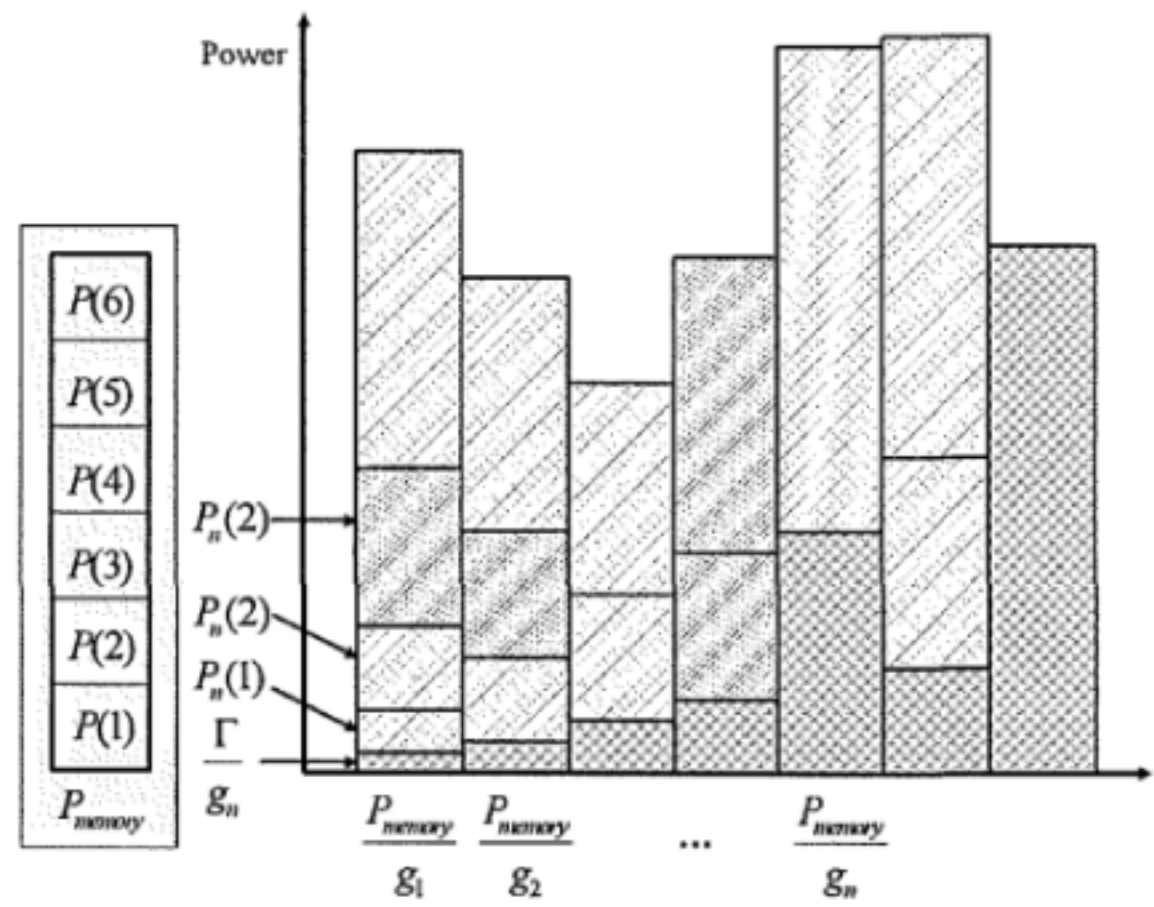


表 D.1 注水算法使用的比特加载

通过在表中任意的位置加入一个无限大（或者非常大）的且会导致标准化的功率谱密度超标的代价，可以简单地满足功率谱密度的标准限制。

Level 2 多水平注水算法使用一个简单的频谱调整过程在 Level 1 的注水算法上减少干扰，获取类似 OSB 的频谱。图 D.2 对比了 DSM Level 1 和 DSM Level 2 产生的频谱。这里两者都是使用频谱管理中心以集中的方式获得各个线路的功率谱模板。多水平注水算法（图 D.2 右图所示）通过两个频段的注水逼近一个类似 OSB 的频谱。一个强势用户首先按照左图的方式进行注水，然后把比特从截断频率 f_{cut} 以下的频率移到 f_{cut} 以上的频率，避免对只能在这个频段进行比特承载的弱势用户产生过量的干扰。（这里比特交换通过频谱管理中心集中地执行，决定了每条线路的功率谱密度模板，而且要求不对 DSL 调制解调器加载算法进行任何修改。比特从截断频率 f_{cut} 以下的位置移到 f_{cut} 以上）。这个移动过程持续到在有限的损失下（不超过过最大标准化的功率谱密度和功率限制）没有比特再移动。最后的频谱看起来像两个频

段的注水结果。算法 5 总结了对于有两个注水水平的多级注水算法的比特交换过程。多水平注水可以扩展到 3 个注水水平，如图 D.3 所示。三个注水水平有两个截断频率， $f_{\text{cut1}} < f_{\text{cut2}}$ ，比特移动总是从最低 SNR 的频段到最高 SNR 的频段，直到总功率或者功率谱模板限制这些频段进行进一步的功率谱调整，然后继续在下一个最高或者最低 SNR 的频段移动比特。有时扩展到三个频段的好处在于所有用户在非常低的频段时串音耦合非常小。多水平注水过程是一个简单的、决定新的功率谱模板的过程，新的功率谱模板由频谱管理中心分配给 DSL 调制解调器。

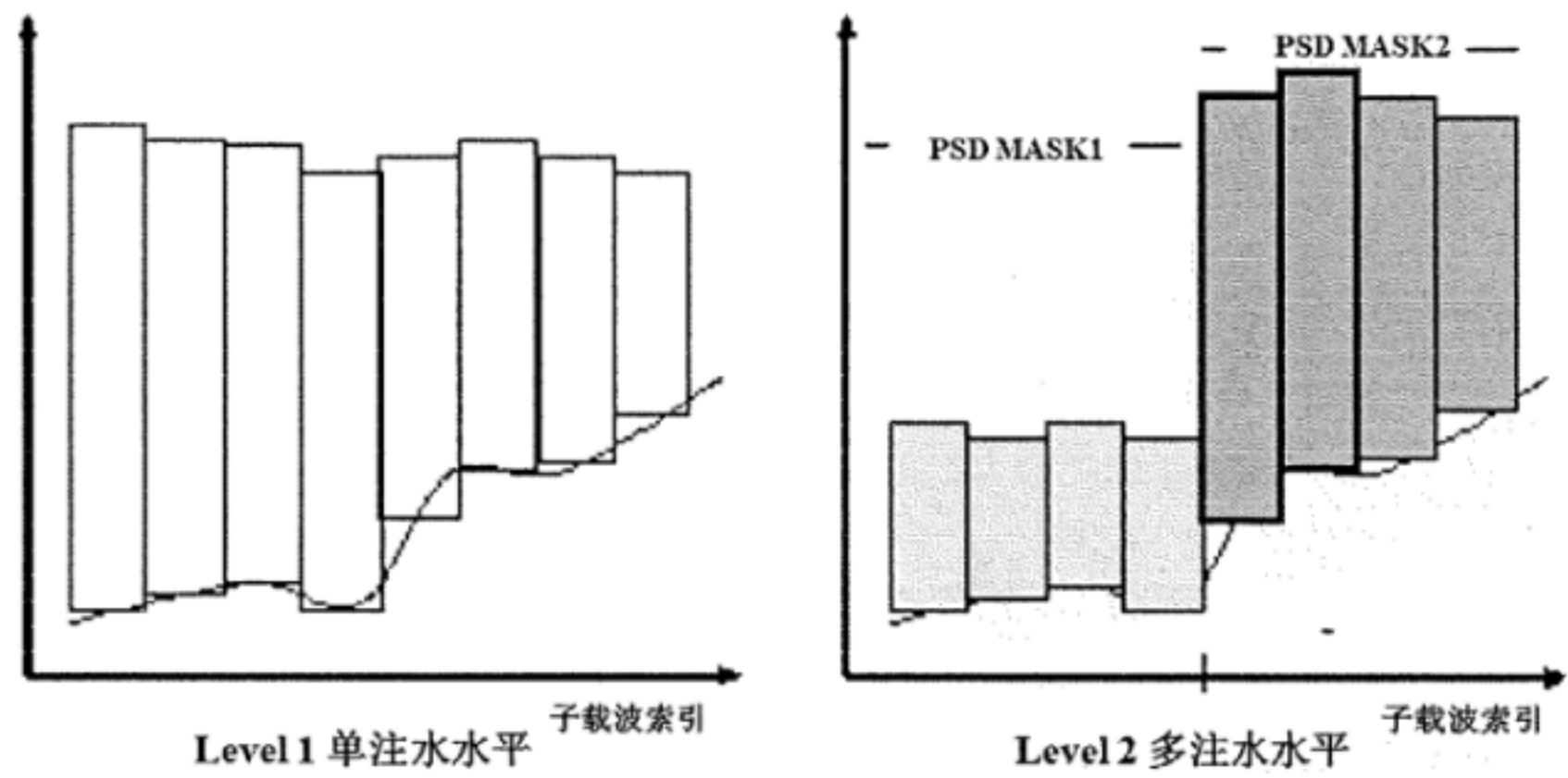


表 D.2 Level 1 和 Level 2 加载算法产生的频谱

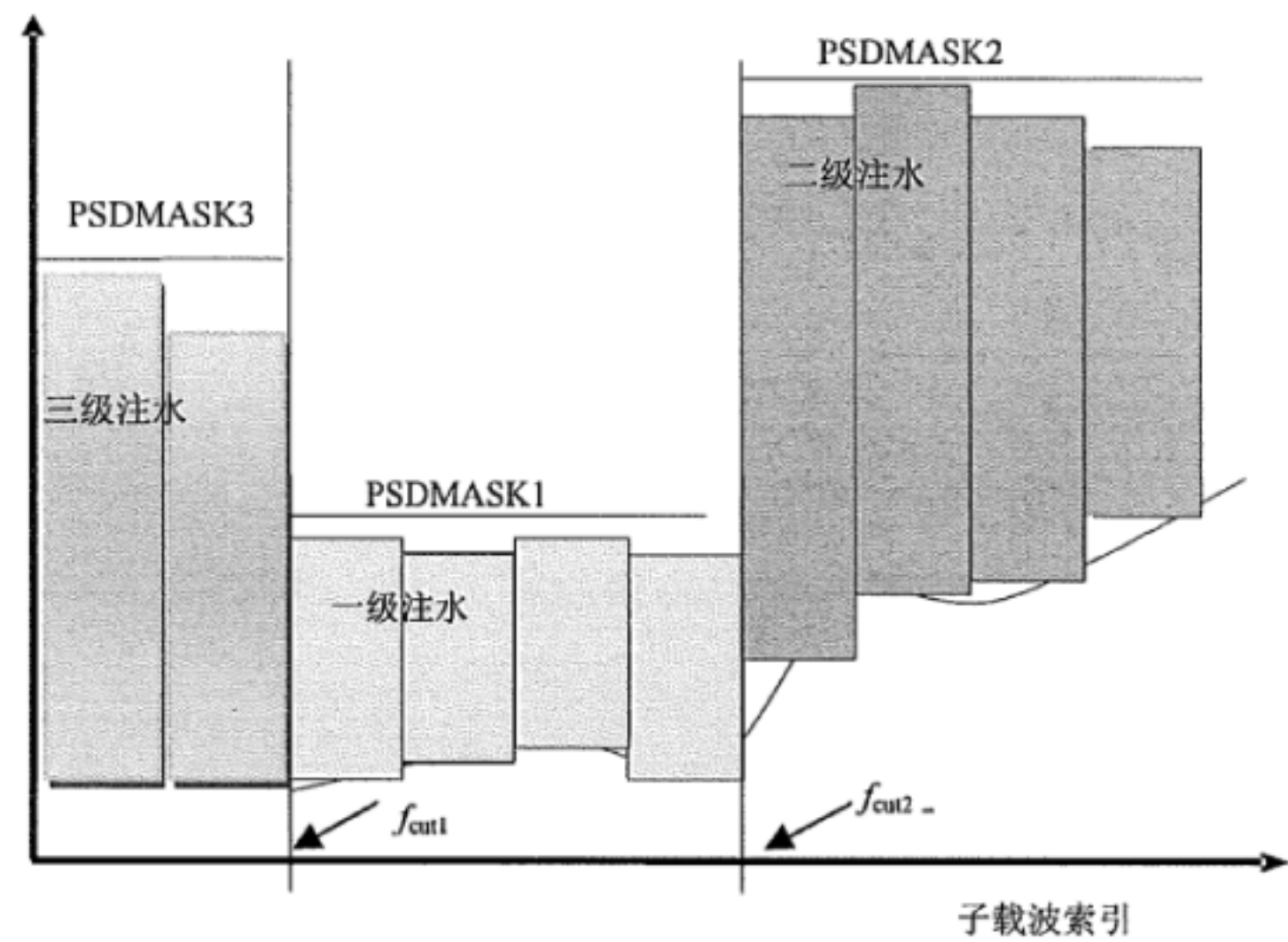


表 D.3 三个注水水平的多水平注水比特加载

然而，在多水平注水算法执行比特交换过程之前，需要确定每个注水水平的截断频率。一个简单的梯度搜索算法可以用于搜索 f_{cut} 。算法 6 给出了两个注水水平的截断频率搜索算法的描述。在确定截断频率之后，在 SMC 执行算法 5 获取要传递给每个调制解调器的功率谱密度模板。

算法 5: 两个水平的 Level 2 多注水水平算法的比特交换过程

1. 运行贪婪注水算法;
2. 基于算法 6 输入的 $L-1$ 个 f_{cut} 决定 $L \geq 2$ 频段（子载波按照最高平均 SNR 到最低平均 SNR 降序排列);
3. 循环条件 (PSD < PSDMASK, Total power < Maximum power);
4. 从最高 SNR 频段中的子载波移除比特并放置在最低 SNR 频段中能量增量最少的子载波上（如果

最高 SNR 频段没有多余的比特，则下一个最高 SNR 频段成为最高 SNR 频段，类似地如果在给定的功率谱模板限制下，最低 SNR 频段没有可用比特位置，则下一个最低 SNR 频段成为最低 SNR 频段)。

循环结束

算法 6 计算出的功率谱模板结果经由 ADSL2/2+ (G.992.3 和 G.992.5) 和 VDSL2 (G.993.2) 对应的 ITU G.997.1 标准中的功率谱模板配置分配给 DSL 调制解调器。

算法 6: 集中式的截断频率搜索算法

1. 初始化梯度搜索步长 $\Delta f_{cut} = N/2$ 以及任意一个初始化截断频率 f_{cut} 。初始化当前截断频率 f_{cut} 为 $f_{cut}^{(0)}$ 。总用户数为 M 。
2. $f_{cut}^{(+)} = f_{cut} + \Delta f$ and $f_{cut}^{(-)} = f_{cut} - \Delta f$ 。通过增大或者减小当前截断频率 Δf ，例如 $f_{cut}^{(+)} = f_{cut} + \Delta f$ 和 $f_{cut}^{(-)} = f_{cut} - \Delta f$ ，梯度搜索下一轮迭代的新截断频率
3. $f_{cut} = f_{cut}^{(-)}$ 。调用算法 5，对于每个梯度搜索方向尝试截断频率 $f_{cut}^{(+)}$ 和 $f_{cut}^{(-)}$ ，评估多水平注水算法的速率边界。如果当前的速率边界提升了（速率边界的提升定义为：当 $M-1$ 个用户的速率固定时， f_{cut} 的改变使得其他用户的速率增加），则选择增加最大的作为下一轮迭代的 f_{cut} ，例如设 $f_{cut} = f_{cut}^{(+)}$ 或 $f_{cut} = f_{cut}^{(-)}$ 。
4. 返回步骤 2 继续梯度搜索新的截断频率，直到在两个梯度方向上没有任何提升，例如当 $M-1$ 个用户的速率固定时， f_{cut} 的改变没有使得其他用户的速率增加。
5. 减小步长 Δf （如 $\Delta f = \frac{\Delta f}{2}$ ），重复步骤 2~4 直到 Δf 到达某个具体的精度范围（如一个或几个子载波）。

结束

Level 2 注水算法或者贪婪算法（算法 5 的复杂度为 $O(K \log(N))$ ），其中 K 是加载比特的数目， N 是子载波的个数。由于 K 可以用 N 的倍数为界，所以 $O(K \log(N)) = O(N \log(N))$ 。Level 2 的比特交换和普通的比特交换类似，采用和贪婪算法同样的能量表。 f_{cut} 搜索算法（算法 6）是一个基本简单线性的二分步长的搜索算法，外层循环执行复杂度为 $\log(N)$ 的贪婪算法。因此对于一个或两个截断频率的多水平注水算法的总复杂度为 $O(N \log^2(N))$ 。相比 OSB 的复杂度低得多。

对于有 $L-1$ 个截断频率 L 个注水水平，在保持其他截断频率为常数时，执行坐标下降法，如算法 7 总结。这个迭代更新截断频率的方法可以返回满意的结果，而且仅仅只会线性增加算法复杂度。因此总复杂度为 $O(LN \log^2(N))$ 。图 D.4 给出了一个图形化的阐释，即为什么坐标下降法能显著提高多水平注水算法的性能。

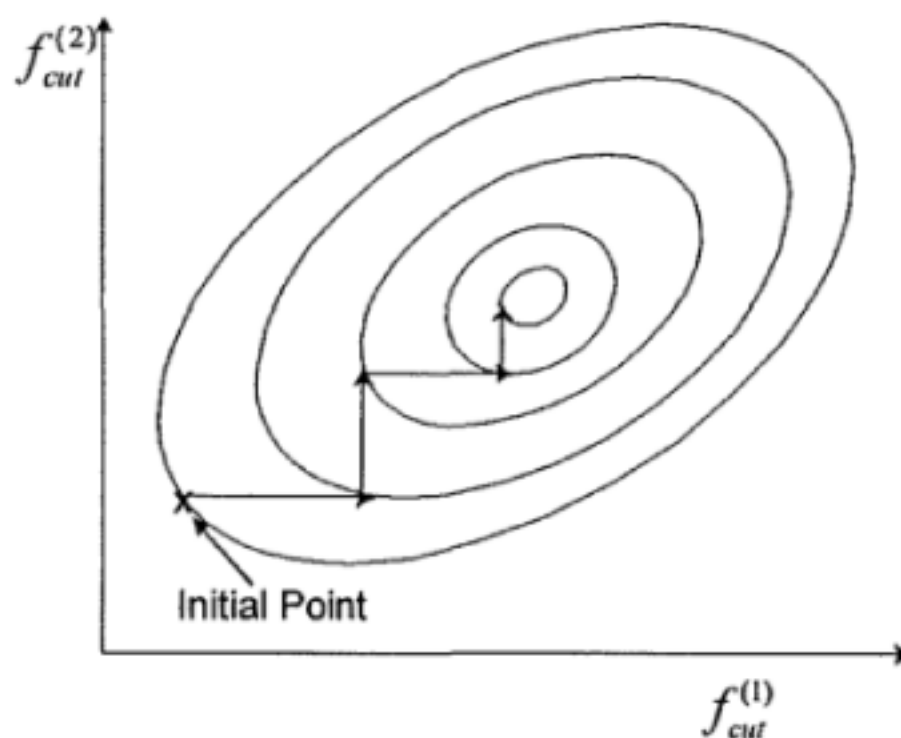


图 D.4 用坐标下降法搜索多个截断频率

算法 7: 多个 f_{cut} 的截断频率搜索算法

假设 M 个截断频率需要搜索。此表总结搜索多个截断频率的坐标下降法的步骤。

1. 开始迭代 $i = 1, 2, \dots, M$ 。对于每个 i ，采用坐标下降搜索第 i 个截断频率 $f_{cut}^{(i)}$ ，例如，利用算法 6 搜索 $f_{cut}^{(i)}$ 同时保持其他截断频率固定。

2. 重复步骤 1 几个来回或者直到算法 6 的速率边界提升非常小。

结束

其中，图中的椭圆曲线表示给定的截断频率多水平注水算法返回的相同目标速率。

D.2 自适应下行功率回退

D.2.1 单线对自适应下行功率回退

基于上报的每个子载波的 $SNR_{psds}(f_k)$ 和当前下行发送的 $TxPSD_{current}(f_k)$ ，首先确定街边柜线路的下行信道信噪比：

$$Channel_SNR(f_k) = \frac{SNR_{psds}(f_k)}{TxPSD_{current}(f_k)} \quad (D.4)$$

其中， f_k 是第 k 个子载波的中心频率。

已知当前信道SNR和预期发送PSD，可以决定比特承载 b_k 。例如，利用SNR-gap，可得：

$$b_k = \min \left(b_{\max}, \log_2 \left(1 + \frac{Channel_SNR(f_k) \times TxPSD_{desired}(f_k)}{\Gamma} \right) \right) \quad (D.5)$$

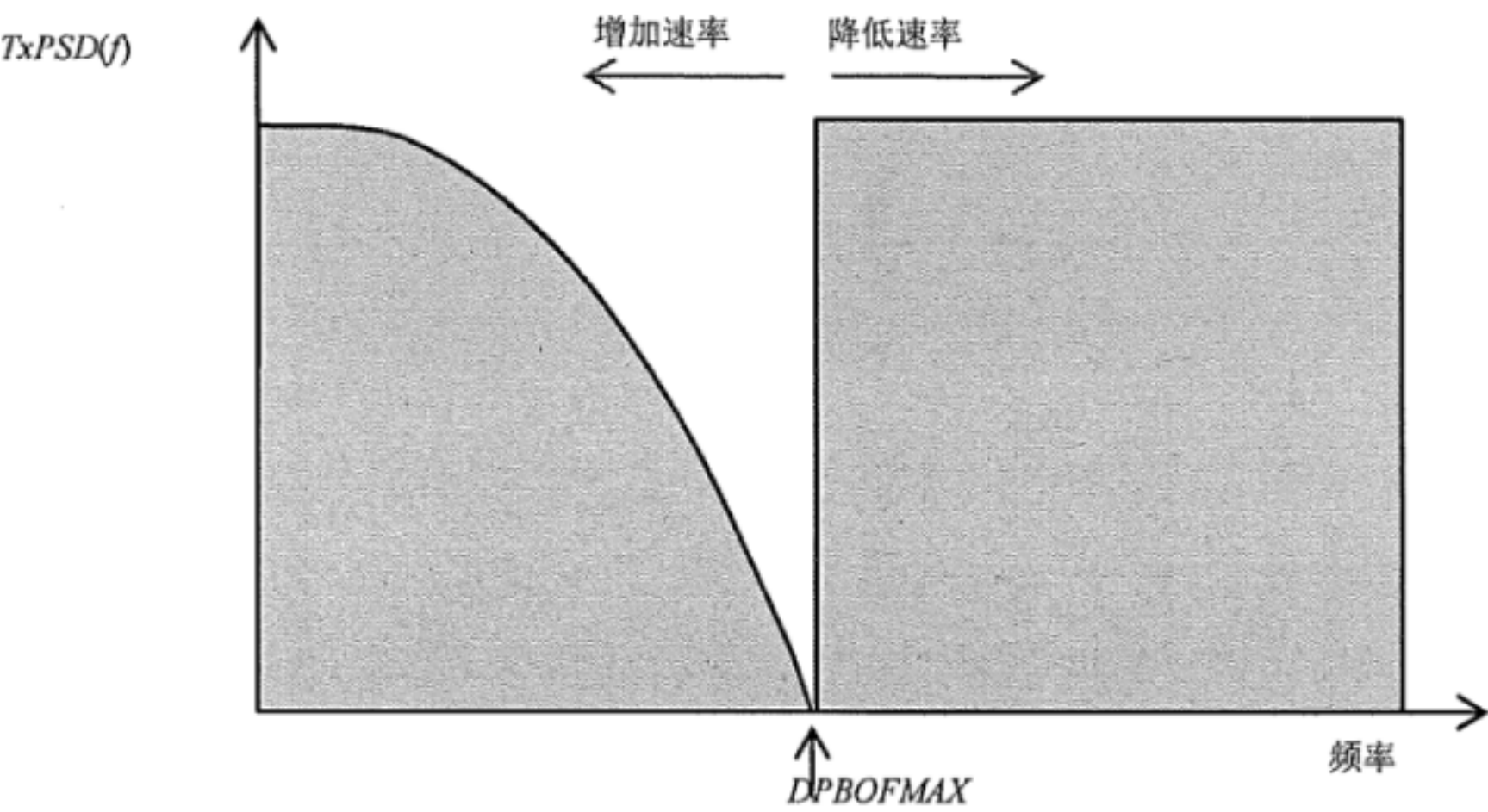
其中， b_{\max} 是每个子载波最大允许承载的比特数， Γ 是SNR gap。记 R_{target} 为线路要求的速率。表D.1中的伪代码描述了一个使用二分搜索法决定参数DPBOFMAX最优值的自适应算法，该算法在满足远端线路目标速率的同时，最小化对局端线路的频谱影响。

表D.1 单对线的自适应DPBO算法

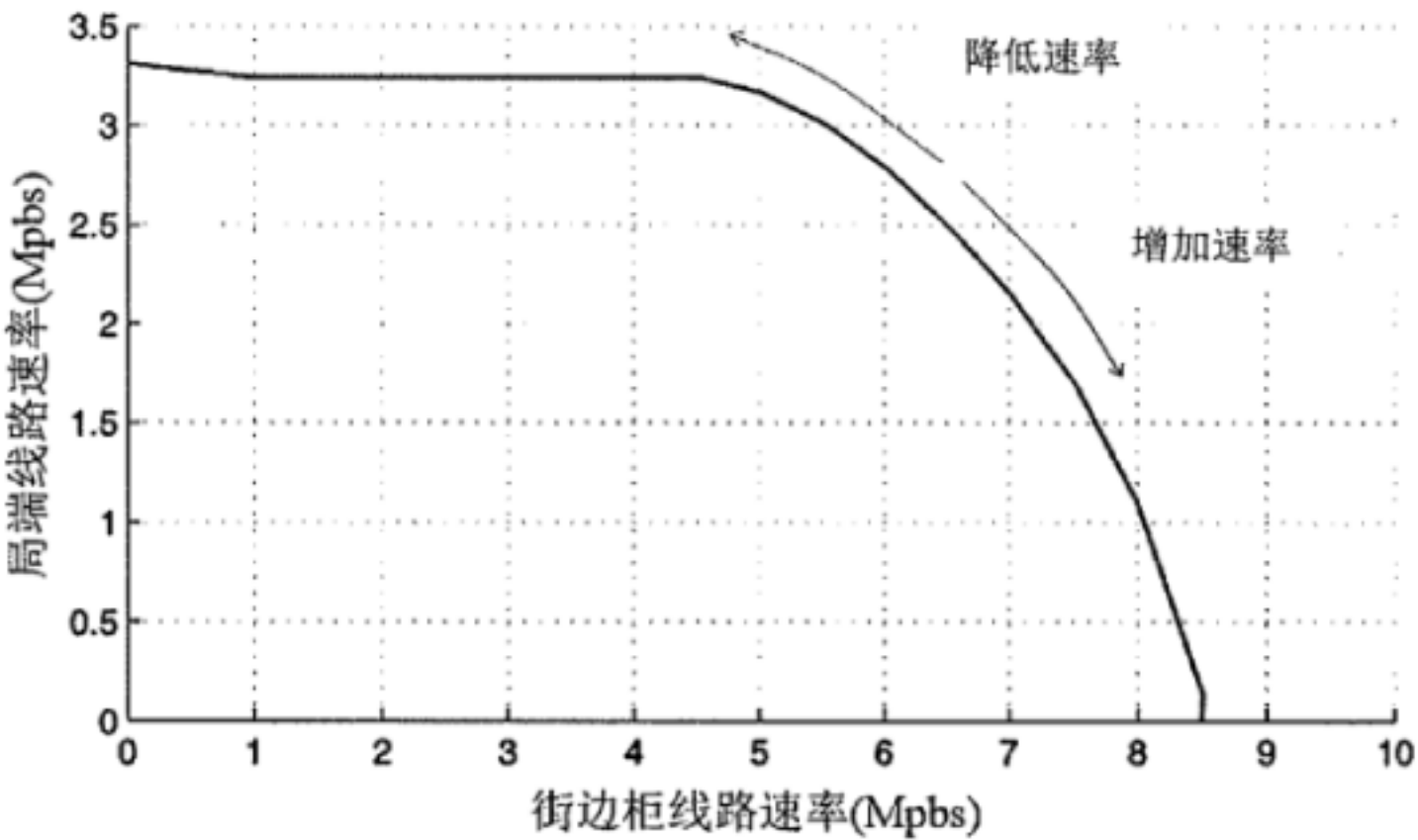
<p>初始化 $DPBOFMAX_{tol}$, $DPBOFMAX_{min}$, and $DPBOFMAX_{max}$</p> <p>循环条件 $DPBOFMAX_{max} - DPBOFMAX_{min} > DPBOFMAX_{tol}$</p> <p>$DPBOFMAX = \frac{DPBOFMAX_{min} + DPBOFMAX_{max}}{2}$</p> <p>$TxPSD_{desired}(f_k) = \begin{cases} PEPSD(f_k) & \text{if } f_k < DPBOFMAX \\ DPBOEPSD(f_k) & \text{if } f_k \geq DPBOFMAX \end{cases} \quad \forall k$</p> <p>$R = f_s \sum_k b_k$</p> <p>如果 $R \geq R_{target}$</p> <p>$DPBOFMAX_{min} = DPBOFMAX$</p> <p>否则</p> <p>$DPBOFMAX_{max} = DPBOFMAX$</p> <p>结束</p> <p>循环结束</p>

需要注意的是，此算法中所预测的衰减后的局端功率谱密度（PSD）模板($PEPSD(f)$)并不基于对衰减的预测。

在DSLAM或NMS中，按线路依次执行以上的自适应DPBO算法。在当前初始化之后，局端MIB周期地更新（但不能太频繁）DPBOFMAX参数的最优化值，这些参数值将在下一次初始化中被使用。当线路的信道改善时，DPBO的频带范围将会增大来提高它的频谱友好性。另一方面，当线路的信道变坏时（例如，噪声水平增加），为了保持线路速率，DPBO的频带范围将减小（如图D.5和图D.6）。自适应DPBO算法的复杂度为 $O(K \times \log_2(K))$ ，其中 K 是MEDLEY集合中子载波的个数。



图D.5 DPBOFMAX对发送PSD的影响



图D.6 DPBOFMAX对局端线路和远端线路数据速率的影响

D.2.2 多线对的自适应下行功率回退

上一节描述的单线对自适应DPBO算法可扩展到多对线，如表D.2中的伪代码所示。在这种情况下，频谱管理中心（SMC）执行该算法。主要思想是基于串音耦合优化所有线对的DPBO参数。这个关键过程是迭代地缩小DPBOFMAX参数的搜索范围。对于每一次迭代，该方法首先将线路1的DPBOFMAX参数搜索范围缩小一半，同时保持其他线路的DPBOFMAX参数和它们的发送功率谱密度（PSD）固定，然后将线路2的DPBOFMAX参数搜索范围缩小一半，同时保持其他线路的DPBOFMAX参数和它们的发送功率谱密度（PSD）固定，依此下去。在（当）所有线路的DPBOFMAX参数搜索范围都缩小一半之后，该方法进入下一轮迭代。如此的一个（该）迭代过程是收敛的，因为每次迭代通过二分搜索严格地缩小DPBOFMAX参数搜索范围。自适应DPBO算法的复杂度为每线 $O(K \times \log_2(K))$ ，其中 K 是MEDLEY集合中子载波的个数。

表A.2 N对线的自适应 DPBO 算法

初始化 $DPBOFMAX_{tol}^n, DPBOFMAX_{min}^n$, 和 $DPBOFMAX_{max}^n \quad \forall n$

重复 直到 $DPBOFMAX_{max}^n - DPBOFMAX_{min}^n \leq DPBOFMAX_{tol}^n, \quad \forall n$

循环 $n = 1:N$

如果 $DPBOFMAX_{max}^n - DPBOFMAX_{min}^n > DPBOFMAX_{tol}^n$

$$DPBOFMAX^n = \frac{DPBOFMAX_{min}^n + DPBOFMAX_{max}^n}{2}$$

$$s_k^n = \begin{cases} PEPSD^n(f_k) & \text{if } f_k < DPBOFMAX^n \\ DPBOEPSD^n(f_k) & \text{if } f_k \geq DPBOFMAX^n \end{cases} \quad \forall k$$

$$R^n = f_s \sum_k \min \left(b_{\max}, \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \frac{|h_k^{n,n}|^2 s_k^n}{\sum_{m \neq n} |h_k^{n,m}|^2 s_k^m + \sigma_k^n} \right) \right)$$

如果 $R^n \geq R_{\text{target}}^n$

$$DPBOFMAX_{min}^n = DPBOFMAX^n$$

否则

$$DPBOFMAX_{max}^n = DPBOFMAX^n$$

结束

结束

循环结束

重复结束

需要注意的是，此算法中所预测的衰减后的局端功率谱密度（PSD）模板($PEPSD(f)$)并不基于对衰减的预测。

D.3 集中式分解频谱管理

D.3.1 最优化频谱均衡(OSB)

频谱管理的一个基本目标是在满足网络中其他用户（这个例子中是用户1）的最小业务速率的条件下，最大化一个用户的速率（在这个例子中是用户2）。关于这个目标，本节给出了一些用于参考的说明。从数学原理上讲，本节的OSB过程是在用户1和用户2所有可能的发送功率谱密度限制下最大化用户2的速率。

$$\begin{aligned}
 & \max_{S_1, S_2} R_2(S_1, S_2) && \text{用户 1 和用户 2 的目标速率限制} \\
 & \text{s.t. } R_1(S_1, S_2) \geq R_1^{\text{target}} \\
 & \sum_n S_1(n) \cdot \Delta f \leq P_{1, \max} \\
 & \sum_n S_2(n) \cdot \Delta f \leq P_{2, \max} && \text{用户 1 和用户 2 的功率限制}
 \end{aligned} \tag{D.6}$$

其中 $S_i(n)$ 是用户 i 在第 n 个 tone 上的发送功率谱密度， $P_{i, \max}$ 是调制解调器 i 支持的最大发送功率， R_1^{target} 是用户 1 的目标业务速率。 $S_i = [S_i(1), S_i(2), \dots, S_i(N)]$ 是用户 i 在 N 个 tone 上发送功率谱密度的一个向

量； Δf 是子载波间隔；以及 $R_i(S_1, S_2)$ 是当用户1和用户2分别使用发送频谱 S_1 和 S_2 时，用户*i*达到的速率。

OSB过程的前提是使用DMT调制，这样每个tone的容量能独立建模，所以可以忽略了符号间干扰和载波间干扰。

不幸的是，这是一个复杂度为 $O(e^{NM})$ 的非凸优化问题，其中 N 是子载波的个数、 M 是用户的个数。ADSL 中 $N=256$ ，VDSL 中 $N=4096$ ，这导致该问题难以计算求解。

OSB 的算法处理中使用了优化理论中对偶分解去解决这个问题。算法的线性复杂度为 N ，从而使 OSB 算法易于计算。

两用户的情形：

OSB 算法是基于在每个子载波上最大化所谓的拉格朗日函数。本节首先提供一个容易阐释的两用户的 OSB 算法版本。第 n 个子载波的拉格朗日函数定义为：

$$L(n) = w \cdot b_1(n, S_1(n), S_2(n)) + (1 - w) \cdot b_2(n, S_1(n), S_2(n)) - \lambda_1 \cdot S_1(n) - \lambda_2 \cdot S_2(n) \quad (D.7)$$

其中记 $b_i(n, S_1(n), S_2(n))$ 为当用户 1 和用户 2 分别采用发送功率谱密度 $S_1(n)$ 和 $S_2(n)$ 时，用户 i 在第 n 个子载波上达到的比特承载。通过最大化 $L(n)$ 得到第 n 个子载波上的最优发送频谱

$$S_1(n)^{\text{opt}}, S_2(n)^{\text{opt}} = \arg \max_{S_1(n), S_2(n)} L(n) \quad (D.8)$$

第 n 个子载波上，通过穷举搜索 $S_1(n)$ 和 $S_2(n)$ 的所有可行值，可以得到方程 (D.8) 定义的 $L(n)$ 的最大值。例如，可以对用户 i 的 $S_i(n)$ 从 -95dBm/Hz 到 PSD 模板间以 0.5dBm/Hz 的粒度搜索。

权重 w 决定了用户 1 和用户 2 之间想要得到的速率折中程度。设置 $w=1$ 表示给予用户 1 完全的优先权，而无视用户 2 的速率。设置 $w=0$ 表示给予用户 2 完全的优先权，而无视用户 1 的速率。变量 λ_1 和 λ_2 是拉格朗日乘子，迫使调制解调器 1 和 2 分别满足功率限制。

在运算中 OSB 算法将调整 w 使得用户 1 刚好达到目标速率。算法给予用户 1 的优先权不会超过其达到目标速率所必需的优先权，从而可以最大化用户 2 的速率。类似的方式，通过调整 λ_1 和 λ_2 使得两个调制解调器都满足功率限制。

完整的算法如下所示。

算法：最优化频谱均衡 – 2 用户

初始化 w, λ_1, λ_2

循环条件 $R_1 \neq R_1^{\text{target}}$

循环条件 $(\sum_n S_1(n) \cdot \Delta f \neq P_{1,\text{max}})$ 和 $(\lambda_1 > 0)$

循环条件 $(\sum_n S_2(n) \cdot \Delta f \neq P_{2,\text{max}})$ 和 $(\lambda_2 > 0)$

对于每个子载波 n ：找到使得 $L(n)$ 最大的功率谱密度对 $(S_1(n), S_2(n))$

如果 $\sum_n S_2(n) \cdot \Delta f > P_{2,\text{max}}$ 增大 λ_2 ，否则 减小 λ_2

循环结束

如果 $\sum_n S_1(n) \cdot \Delta f > P_{1,\text{max}}$ 增大 λ_1 ，否则 减小 λ_1

循环结束

如果 $R_1 < R_1^{\text{target}}$ 增大 w ，否则 减小 w

循环结束

M 个用户的情形:

对于 M 个用户一般意义的 OSB 算法是在满足网络中其他用户（在这个例子中为用户 1 到用户 $M-1$ ）的最小业务速率的情况下，最大化一个用户的速率（在这个例子中用户 $i=M$ ）。具体来讲， M 维 OSB 算法是在满足用户 1... M 的发送功率谱限制下最大化用户 M 的速率。

$$\begin{aligned}
 & \max_{S_1, \dots, S_M} R_M(S_1, \dots, S_M) \\
 & \text{s.t. } R_i(S_1, \dots, S_M) \geq R_i^{\text{target}} \quad \forall i < M \\
 & \sum_n S_i(n) \cdot \Delta f \leq P_{i, \max} \quad \forall i
 \end{aligned}
 \tag{D.9}$$

用户 1... $M-1$ 目标速率限制
用户 1... M 功率限制

M 个用户一共需要 $M-1$ 个权重 $w_1 \dots w_{M-1}$ ，使得用户 1... $M-1$ 达到目标速率。用户 M 和其他权重的关系为：

$$w_M = 1 - \sum_{i=1}^{M-1} w_i \tag{D.10}$$

拉格朗日乘子 λ_i 使得每个用户 i 都满足总功率限制。第 n 个子载波上的拉格朗日函数定义为

$$L(n) = \sum_{i=1}^M (w_i \cdot b_i(n, S_1(n), \dots, S_M(n)) - \lambda_i \cdot S_i(n)) \tag{D.11}$$

其中，记 $b_i(n, S_1(n), \dots, S_M(n))$ 为当各用户采用发送功率谱密度 $S_1(n), \dots, S_M(n)$ 时用户 i 在第 n 个子载波上的比特承载。通过最大化 $L(n)$ 得到第 n 个子载波上的最优发送频谱：

$$(S_1(n)^{\text{opt}}, \dots, S_M(n)^{\text{opt}}) = \arg \max_{S_1(n), \dots, S_M(n)} L(n) \tag{D.12}$$

在运算中 OSB 算法将调整 $w_1 \dots w_{M-1}$ 使得用户 1... $M-1$ 刚好达到目标速率。算法给予用户 1... $M-1$ 的优先权不会超过其达到各自目标速率所必需的优先权，从而可以最大化用户 M 的速率。用类似的方式，通过调整 $\lambda_1 \dots \lambda_M$ 可以使得每个调制解调器都满足功率限制。

完整的算法如下所示。

算法：最优化频谱均衡 – M 用户

初始化 $w_1, \dots, w_{M-1}, \lambda_1, \dots, \lambda_M$

循环条件 $R_1 \neq R_1^{\text{target}}$

⋮

循环条件 $R_{M-1} \neq R_{M-1}^{\text{target}}$

循环条件 $(\sum_n S_1(n) \cdot \Delta f \neq P_{1, \max})$ 和 $(\lambda_1 > 0)$

⋮

循环条件 $(\sum_n S_M(n) \cdot \Delta f \neq P_{M, \max})$ 和 $(\lambda_M > 0)$

$$w_M = 1 - \sum_{i=1}^{M-1} w_i$$

对于每个子载波 n ：

找到功率谱数组 $(S_1(n), \dots, S_M(n))$ 使得

$$L(n) = \sum_i w_i \cdot b_i(n, S_1(n), \dots, S_M(n)) - \lambda_i \cdot S_i(n)$$

最大化。

如果 $\sum_n S_M(n) \cdot \Delta f > P_{M,\max}$ 增大 λ_M ，否则减小 λ_M

循环结束

\vdots

如果 $\sum_n S_1(n) \cdot \Delta f > P_{1,\max}$ 增大 λ_1 ，否则减小 λ_1

循环结束

如果 $R_{M-1} < R_{M-1}^{\text{target}}$ 增大 w_{M-1} ，否则减小 w_{M-1}

循环结束

\vdots

如果 $R_1 < R_1^{\text{target}}$ 增大 w_1 ，否则减小 w_1

循环结束

D.3.2 收益代价优化算法

本算法是一种集中式的 DSM Level 2 算法。该算法要求 SMC 了解线捆的直接信道和串音信道矩阵的完整信息。算法的目的为配置 ITU-T G.997.1 定义的 PSD 模板参数。

为了简化阐述，首先考虑两条线路的情况，并在下一节扩展到任意线路数的网络。

记 R_i 为线路 i 的速率。收益代价优化算法首先考虑优化线路 1 的 PSD，的目标是使得线路 1 达到目标速率，同时最小化线路 1 对线路 2 的影响，可转化为如下的优化问题：

$$\begin{aligned} & \max_{s_1^1, \dots, s_N^1} R_2 \\ & \text{s.t. } R_1 = R_1^{\text{target}} \\ & \sum_n s_n^1 \leq P_1 \end{aligned} \quad (\text{D.13})$$

其中记 s_n^i 线路 i 在子载波 n 上的发送 PSD， P_i 为线路 i 的总发送功率。此优化算法基于两个简单的概念：代价和收益。在给定的子载波 n 上，通过增加 PSD 可以获得增益，该增益为线路 1 的速率增加。线路 1 从目前的 PSD 水平 s_n^1 增加到一个新的 PSD 水平 s 下，收益为：

$$r_n^1(s) = b_n^1(s, s_n^2) - b_n^1(s_n^1, s_n^2) \quad (\text{D.14})$$

其中，记 b_n^1 线路 1 在子载波 n 上的比特分配，是两条线路在子载波 n 的 PSD 函数。基于使用的纠错码和交织参数，这个函数可以用多种方式进行建模。一种直接的方式是使用距离香农容限的信噪比差额 (SNR Gap) 来刻画子载波 n 上的比特分配：

$$b_n^1(s_n^1, s_n^2) = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\Gamma} \frac{h_n^1 s_n^1}{\alpha_n^{1,2} s_n^2 + \sigma_{n,1}^2} \right) \quad (\text{D.15})$$

其中， h_n^i 是线路 i 直接信道的幅度响应， $\alpha_n^{i,m}$ 是线路 m 对线路 i 的串音信道的幅度响应， $\sigma_{n,i}^2$ 线路 i 在子载波 n 上背景噪声的方差， Γ 是距离香农容限的 SNR Gap。

增加线路 1 在子载波 n 上的功率水平也有损失，这是因为串音耦合会引起线路 2 的速率下降和功率消耗的增加。定义线路 1 在子载波 n 的 PSD 从当前水平增加到一个新的水平的代价为：

$$c_n^1(s) = b_n^2(s_n^1, s_n^2) - b_n^2(s, s_n^2) + \lambda_1(s - s_n^1) \quad (\text{D.16})$$

这里， λ_1 是线路 1 的功率代价因子，用于强制满足总功率的限制，后续给出更多的细节。 b_n^2 项记为

线路 2 在子载波 k 的比特分配:

$$b_n^2(s_n^1, s_n^2) = \log_2 \left(1 + \frac{1}{1} \frac{h_n^2 s_n^2}{\alpha_n^{2,1} s_n^1 + \sigma_{n,2}^2} \right) \quad (\text{D.17})$$

对于给定的线路 i 和子载波 n , 定义 PSD 从当前水平 s_n^i 增加到一个新的水平 s 时的值为收益 $r_n^i(s)$ 与代价 $c_n^i(s)$ 的比率为

$$v_n^i(s) = \begin{cases} 0, & s \leq s_n^i \\ r_n^i(s)/c_n^i(s), & s_n^i < s \leq s_n^{i,mask} \\ -1, & s > s_n^{i,mask} \end{cases} \quad (\text{D.18})$$

当 PSD 超过 PSD 模板时, 价值为 -1 ; 当 PSD 等于或者低于当前功率水平时, 价值为 0 。这种设置用以保证算法不会回退跟踪。

当优化线路 1 的 PSD 时, 收益代价算法得到对应目标最大值的子载波和 PSD 水平:

$$j, s^* = \underset{n,s}{\operatorname{argmax}} v_n^1(s) \quad (\text{D.19})$$

从而, 子载波 j 上的 PSD 增加到其优化水平 s^* , 并且根据新的 PSD 水平 s^* 更新子载波 j 上的价值。重复该过程直到线路 1 达到其目标速率或者最优价值 $\max_{n,s} v_n^1(s) \leq 0$, 对于后一种情况, 会因为目标速率不可达而终止算法。线路 1 完整的优化 PSD 算法如下所示:

算法1: 优化线路1的PSD

$$s_n^1 = 0, \quad \forall n$$

$$v_n^1(s) = r_n^1(s)/c_n^1(s), \quad \forall n, s = 0, s_n^{\min}, s_n^{\min} + \Delta, \dots, s_n^{1,mask}$$

$$s_n^* = \underset{s}{\operatorname{argmax}} v_n^1(s), \quad \forall n$$

根据 s_n^1 和 s_n^2 计算 R_1 , $\forall n$

循环条件 $R_1 < R_1^{\text{target}}$ 和 $\max_n v_n^1(s_n^*) > 0$

$$j = \underset{n}{\operatorname{argmax}} v_n^1(s_n^*)$$

$$s_j^1 = s_j^* \quad \begin{cases} 0, & s \leq s_j^1 \\ r_j^1(s)/c_j^1(s), & s_j^1 < s \leq s_j^{1,mask} \\ s_j^1, & s > s_j^{1,mask} \end{cases}$$

根据 s_n^1 和 s_n^2 更新 R_1 , $\forall n$

循环结束

这里的 Δ 为 PSD 水平的颗粒度, 通常为 0.5 dBm/Hz 。 s_n^{\min} 为支持一个激活状态的子载波所需的最小 PSD 水平, 典型的配置为 -95 dBm/Hz 。现在转而优化线路 2 的 PSD, 目标是在保证线路达到目标速率的同时最小化线路 2 对线路 1 的影响。这将引入下面的优化问题

$$\begin{aligned} & \max_{s_1^2, \dots, s_N^2} R_1 \\ & \text{s.t.} \quad R_2 = R_2^{\text{target}} \\ & \quad \sum_n s_n^2 \leq P_2 \end{aligned} \quad (\text{D.20})$$

除了互换两对线的角色, 优化线路 2 的过程等价于线路 1 的过程, 定义线路 2 的速率增加为线路 2

增大 PSD 的收益:

$$r_n^2(s) = b_n^2(s_n^1, s) - b_n^2(s_n^1, s_n^2) \quad (\text{D.21})$$

同时定义线路 2 增大 PSD 的代价为线路 1 下降的速率加上线路 2 的发送功率上升:

$$c_n^2(s) = b_n^1(s_n^1, s_n^2) - b_n^1(s_n^1, s) + \lambda_2(s - s_n^2) \quad (\text{D.22})$$

这里 λ_2 表示线路 2 的功率代价。优化线路 2 的 PSD 的完整算法如下:

算法 1: 优化线路2的PSD

$$s_n^2 = 0, \quad \forall n$$

$$v_n^2(s) = r_n^2(s) / c_n^2(s), \quad \forall n, s = 0, s_n^{\min}, s_n^{\min} + \Delta, \dots, s_n^{2, \text{mask}}$$

$$s_n^* = \underset{s}{\operatorname{argmax}} v_n^2(s), \quad \forall n$$

根据 s_n^1 和 s_n^2 计算 R_2 , $\forall n$

循环条件 $R_2 < R_2^{\text{target}}$ 和 $\max_n v_n^2(s_n^*) > 0$

$$j = \underset{n}{\operatorname{argmax}} v_n^2(s_n^*)$$

$$s_j^2 = s_j^*$$

$$v_j^2(s) = \begin{cases} 0, & s \leq s_j^2 \\ r_j^2(s) / c_j^2(s), & s_j^2 < s \leq s_j^{2, \text{mask}} \\ -1, & s > s_j^{2, \text{mask}} \end{cases}$$

$$s_j^* = \underset{s}{\operatorname{argmax}} v_j^2(s)$$

根据 s_n^1 和 s_n^2 更新 R_2 , $\forall n$

循环结束

D.3.2.1 强制功率限制

ADSL2+的频谱模板满足总功率限制。也就是说,要求的发送频谱的总功率不大于 20.5dBm。在这种情况下,由于在等于或低于频谱模板下运行能自动保证功率限制满足要求,功率限制是有富余的。功率代价 λ_i 设为 0,从而不需要进一步考虑功率限制的要求。

然而在某些情况下,例如在 VDSL2 中,运行在频谱模板下时会超过功率限制,所以功率限制必须被强制执行。为此需要确定一个合适的功率代价 λ_i 。

合适的功率代价将使得功率限制或者刚好满足 $\sum_n s_n^i = P_i$, 或者使得功率限制满足 $\sum_n s_n^i < P_i$ 且此时功率代价应该为 0。基于此,通过使用如算法 2 所示的一个简单的二分法可以搜索到合适的代价。

算法 2 开始即检查线路 i 的目标速率是否可达。这是通过在有背景噪声和来自其他线路的串音的环境下运行传统的注水算法所获得的。如果目标速率不可达,算法 2 返回线路 i 的传统注水的功率谱密度,配置后使得线路 i 尽可能接近目标速率,同时发出一个告警。如果目标速率可达,则算法继续使用二分法搜索 λ 。

二分搜索法包括三个阶段。在第一阶段,令 $\lambda_i = \varepsilon$, 其中 ε 为很小的数,如 10^{-13} , 算法通过优化线路的 PSD 检查功率限制是否需要强制执行。如果功率限制条件满足,则算法返回结果,否则算法继续进行第二个阶段,找到不满足功率限制的 λ_i 的一个上界 λ_{\max} (高于 λ_{\max} 下功率条件满足),然后使用二分法找

到一个功率代价使得功率限制条件是紧的。一旦总传输功率在功率限制的期望容忍度 P_{tol} 之内，则停止二分搜索，其中 P_{tol} 为某个较小的值，例如 0.05 dBm。

算法2:优化 λ_i

对线路 i 运行传统的注水算法

如果线路 i 的目标速率 $< R_i^{\text{target}}$

事件警告 “线路 i 的目标速率不可达”

返回传统注水的 PSD

结束

优化线路 i 的PSD，令 $\lambda_i = \varepsilon$

如果 $\sum_n s_n^i \leq P_i$ 则

$\lambda_{\min} = 0, \lambda_{\max} = 1$

优化线路 i 的PSD，令 $\lambda_i = \lambda_{\max}$

循环条件 $\sum_n s_n^i > P_i$

$\lambda_{\min} = \lambda_{\max}$

$\lambda_{\max} = 2\lambda_{\max}$

优化线路 i 的PSD，令 $\lambda_i = \lambda_{\max}$

循环结束

循环条件 $\lambda_{\max} - \lambda_{\min} > \varepsilon$

$\lambda_i = (\lambda_{\min} + \lambda_{\max})/2$

使用 λ_i 优化线路 i 的PSD

如果 $|P_i^{\max} - P_i| < P_{\text{tol}}$ ，则退出

如果 $P_i > P_i^{\max}$ ，则 $\lambda_{\min} = \lambda_i$ ，否则 $\lambda_{\max} = \lambda_i$

循环结束

D.3.2.2 在线路之间迭代

为了联合优化线路的 PSD，采用了一个简单的迭代过程。首先固定线路 2 的 PSD，优化线路 1 的 PSD，然后固定线路 1 的 PSD，优化线路 2 的 PSD。重复这个过程直到收敛。

算法 3: 惩罚-收益优化算法

重复

循环 $i = 1 \dots M$

优化 λ_i

结束

直到收敛

D.3.2.3 优化多对线

下面将收益代价优化推广至多对线的场景。考虑网络中有 M 对线。当优化线路 i ，的目标是保证线路 i 能达到其目标速率，同时最小化它对网络中其他线路的影响。为了衡量线路 i 对其他线路的影响，使用一个度量 J ，测量整个网络的性能。相对影响度量定义为：

$$J = \frac{1}{M} \sum_{m \neq i} \frac{R_m}{R_m^{\max}} \quad (\text{D.23})$$

这里 R_m^{\max} 定义为线路 m 在无串音时的速率:

$$R_m^{\max} = \sum_n \log_2 \left(1 + \frac{1}{I} \frac{h_n^m s_n^m}{\sigma_{n,m}^2} \right) \quad (\text{D.24})$$

相对影响度量的思想是使每条线路遭受同样比例的性能退化, 该比例为相对它们的无串音场景下的理想性能的百分比。考虑网络中两对线的情况, 假设分别在无串音时的速率为 2 Mbit/s 和 20 Mbit/s, 在这个网络中能同时达到 1.5 Mbit/s 和 15 Mbit/s, 则相对影响度量为 75%; 如果考虑 1 Mbit/s 和 18 Mbit/s 的速率分配, 则相对影响度量仅为 70%。

通过相对影响度量, 在承担“公益责任”的方式下, 每条线路试图达到自己的目标速率。各线路试图保证它们产生的串音对其他线路造成相同的性能退化, 即使其他线路速率相对于它们各自无串音速率的百分比相等。相对影响度量优化问题如下:

$$\begin{aligned} \max_{s_1^i, \dots, s_N^i} & \frac{1}{M} \sum_{m \neq i} \frac{R_m}{R_m^{\max}} \\ \text{s.t.} & R_i = R_i^{\text{target}} \\ & \sum_n s_n^i \leq P_i \end{aligned} \quad (\text{D.25})$$

考虑增加线路 i 在子载波 n 上的 PSD 到水平 s 的影响, 与前述一样, 这可以带来一个增益, 即线路 i 的速率增加:

$$r_n^i(s) = b_n^i(s_n^1, \dots, s_n^{i-1}, s, s_n^{i+1}, \dots, s_n^M) - b_n^i(s_n^1, \dots, s_n^{i-1}, s_n^i, s_n^{i+1}, \dots, s_n^M) \quad (\text{D.26})$$

其中, 线路 i 在子载波 n 上承载的比特数为:

$$b_n^i(s_n^1, \dots, s_n^M) = \log_2 \left(1 + \frac{1}{I} \frac{h_n^i s_n^i}{\sum_{m \neq i} \alpha_n^{i,m} s_n^m + \sigma_{n,i}^2} \right) \quad (\text{D.27})$$

增加线路 i 的 PSD 也有相应的代价。这是由于来自线路 i 的串音增加, 将导致网络的相对影响度量下降, 且同时引起功率消耗增加。

$$c_n^i(s) = \frac{1}{M} \sum_{m \neq i} \frac{b_n^i(s_n^1, \dots, s_n^{i-1}, s, s_n^{i+1}, \dots, s_n^M) - b_n^i(s_n^1, \dots, s_n^{i-1}, s_n^i, s_n^{i+1}, \dots, s_n^M)}{R_m^{\max}} + \lambda_i (s - s_n^i) \quad (\text{D.28})$$

通过定义新的代价和收益, 线路 i 的优化算法和之前有类似的过程, 如下所示:

算法4: 优化线路 i 的 PSD

$$s_n^i = 0, \quad \forall n$$

$$v_n^i(s) = r_n^i(s) / c_n^i(s), \quad \forall n, s = 0, s_n^{\min}, s_n^{\min} + \Delta, \dots, s_n^{i, \text{mask}}$$

$$s_n^* = \arg\max_s v_n^i(s), \quad \forall n$$

根据 $s_n^1, s_n^2, \dots, s_n^M, \forall n$ 计算 R_i

循环条件 $R_i < R_i^{\text{target}}$ 和 $\max_n v_n^i(s_n^*) > 0$

$$j = \arg\max_n v_n^i(s_n^*)$$

$$s_j^i = s_j^*$$
$$v_j^i(s) = \begin{cases} 0, & s \leq s_j^i \\ r_j^i(s)/c_j^i(s), & s_j^i < s \leq s_j^{i,mask} \\ -1, & s > s_j^{i,mask} \end{cases}$$
$$s_j^* = \underset{s}{\operatorname{argmax}} v_j^i(s)$$

根据 $s_n^1, s_n^2, \dots, s_n^M, \forall n$ 计算 R_i

循环结束

D.3.2.4 复杂度和内存需求

为了最小化收益代价算法的复杂度要求，可以在算法 2 开始时，提前计算出每个子载波上的每级 PSD 水平的相对影响度量 J ，并存储在一个查找表中。存储这个查找表需要 $O(NB)$ 内存单元，同样还须存储串音信道测量结果，这需要 $O(NM^2)$ 内存单元，从而总的内存需求为 $O(NM^2+NB)$ 。

对于一个给定的子载波 n ，每当增加 PSD，必须重新计算该子载波的 $v_n^i(0) \dots v_n^i(s_n^{i,mask})$ 值。这需要 $O(B)$ 次操作，其中 B 为 PSD 水平的个数。当优化某个特定的线路时，PSD 最多增加 NB 次，所以算法 4 的总体复杂度为 $O(NB^2)$ 。

算法 2 将调用算法 4 若干次试图决定功率优化代价 λ_i 。如果要求精度为 ε_λ ，那么算法 2 二分搜索法需要 $\log_2(1/\varepsilon_\lambda)$ 次迭代。例如，如果要求精度为 10^{-12} ，那么算法 2 将迭代 40 次。每次迭代需要调用一次算法 4，所以算法 2 总的复杂度为 $O(NB^2\log_2(1/\varepsilon_\lambda))$ 。如算法 3 所示，这个过程将遍历所有的线路直到收敛。网络中有 M 条线，总的复杂度为 $O(NMB^2\log_2(1/\varepsilon_\lambda))$ 。

作为参考 OSB 算法要求 $O(NB^M+NM^2)$ 内存单元，且复杂度为 $O(NB^M\log_2(1/\varepsilon_\lambda)^M \log_2(1/\varepsilon_w)^M)$ ，其中 ε_w 是权重速率总和中权重的精度要求。注意到 OSB 的复杂度是线路数 M 的指数次方，在多对线中使用该算法几乎是不可能的。而另一方面，收益代价算法相对于线路数具有线性复杂度，所以可以应用在数百对线路的网络中。

迭代注水算法要求 $O(NM^2)$ 内存单元，复杂度为 $O(MN\log_2N)$ 。其中， $M\log_2N$ 是传统注水的复杂度，这是对 SNR 在子载波维度进行排序引起的； M 是迭代的线路数。表 D.3 总结了各个算法的复杂度要求。

表 D.3 算法复杂度

算法	内存	复杂度
IWF	$O(NM^2)$	$O(MN\log_2N)$
OSB	$O(NM^2+NB^M)$	$O(NB^M\log_2(1/\varepsilon_\lambda)^M \log_2(1/\varepsilon_w)^M)$
Penalty-Benefit	$O(NM^2+NB)$	$O(NMB^2\log_2(1/\varepsilon_\lambda))$

附录 E
(资料性附录)
DSM 用法示例

E.1 概述

本附录提供动态频谱管理 (DSM) 的应用示例。在假设 DSL 设备都支持 DSM 的条件下, 这些例子向业务提供商提供了一些如何应用第 5 章与第 6 章定义的 DSM 数据和控制参数的可能方法。仿真结果表明了使用 DSM 会带来的潜在增益, 这些增益与仿真中所使用的具体线捆的拓扑有关。所选示例旨在给出北美的一些代表性场景, 并不是用来表示最大或最小增益。这些 DSM 用例中, 在改善某个用户的比特速率、传输误差 (比如比特误码率、误码秒、误码数等) 或容限所进行的调整可能会导致其他用户在比特速率、传输误差容限上有增益或者损失, 这种调整需要一个平衡。本附录中, 当称及“性能提升”时均可能与此平衡有关, 然而并非所有用户都涉及该平衡。

E.2 ADSL DSM 举例

E.2.1 ADSL DSM 举例介绍

在图 E.1 所示的环路配置中, 有一根从中心局 (CO) 开始铺设的 ADSL 线路和一根从远端设备 (RT) 开始铺设的 ADSL1 线路, 它们共用一个线捆且都受控于一个 SMC。导线类型是 24 AWG, 串音遵循 T1.417 Issue 2 (Annex L 和 Annex M) 定义的 99% 最差模型。表 E.1 给出了 ADSL 系统参数。ATU-R 的接收端受到了来自发送端 ATU-C 的 FEXT 串音的影响。噪声 A (参见 T1.424 中 12.2.1 节) 和 -140 dBm/Hz 的 AWGN 噪声被注入到下行的接收端。Noise A 是 16 对 ISDN 干扰线路, 4 对 HDSL 干扰线路和 10 对 ADSL 干扰线路造成的混合噪声。其中, 10 对 ADSL 干扰线路使用固定的频谱。如果更自适应地调节 ADSL 频谱, 将能提升本节所示的增益。

在这个配置中, 由于受到 RT 侧 ADSL 线路下行发送端的强 FEXT 串音, CO 侧的 ADSL 线路性能会下降。下面描述了多种方法来抑制这种性能下降。

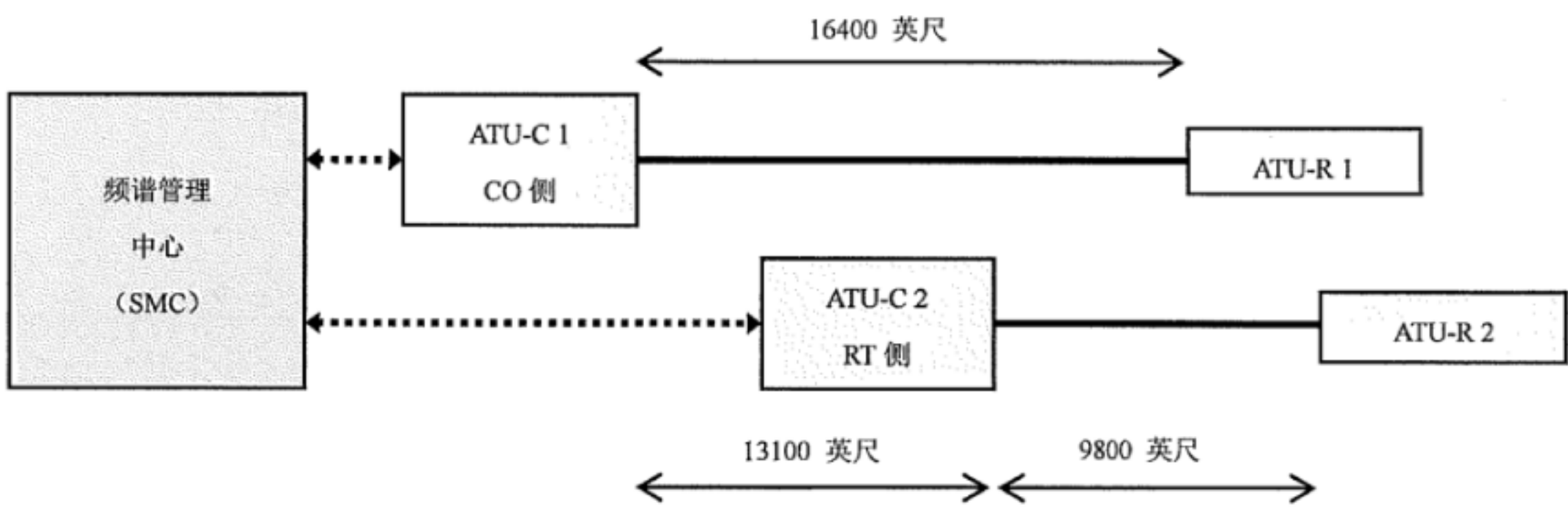


图 E.1 ADSL 设备 DSM 用例环路配置

表 E.1 ADSL1 系统参数

ADSL1 系统参数	值
最高子载波	255 (子载波间隔 4.3125 kHz)
最大下行功率	20.4 dBm
编码增益	3 dB

表 E.1(续)

ADSL1 系统参数	值
目标容限	6 dB
SNR 差额	9.8 dB
PSD 模板	Annex A (参见 G.992.1 (1999))
比特限制	15

E.2.2 无DSM

如果无法使用 DSM 技术, ATU-C 1(CO 侧)和 ATU-C 2(RT 侧)都满功率发送信号, 这将使得 ATU-C 2 的发送器对 ATU-R 1 的接收器造成强 FEXT, 导致线路 1 的性能不佳。

图E.2绘制了线路速率范围, 纵轴是线路1(CO侧)的下行速率, 横轴是线路2(RT侧)的下行速率。标记“No DSM”的曲线给出了下行都满功率发送信号时的可达速率所在的区域边界。该区域右上角的数据点表示CO侧线路速率在192 kbit/s时, RT侧的线路速率为8.3Mbit/s。系统可以提供任何低于且在该右上角数据点左边的数据点所对应的线路速率组合。如果没有RT侧线路串音, CO侧线路速率可达到1.45Mbit/s。

E.2.3 DSM Level 1

如果 RT 侧的 DSL 设备支持 DSM Level 1, 通过 SMC 可以对 MAXSNRMds 和下行速率控制参数(参见表 4)进行合理优化, 这在某些场景下可以带来明显的比特速率提升。降低的串音带来了性能提升, 随之而来的, 也能满足最大容限要求。

图 E.2 中标记“DSM Level 1”的曲线显示了 MAXSNRMds 设为 6dB 时这两根线的速率所在的区域的边界。例如, 当 CO 侧线路速率为 1.0Mbit/s 时, RT 侧线路速率可设为 2.0Mbit/s。系统可以提供任一低于或位于该曲线左边的速率组合。

在线路数增加时, 也可以得到相似的结论。图 E.3 表示 4 根 CO 侧线路和 4 根 RT 侧线路场景下的速率范围, 线路拓扑仍与图 E.1 一致。纵轴是 4 根 CO 侧线路中每根线的数据速率, 横轴是 4 根 RT 侧线路中每根线的数据速率。标记“No DSM”的曲线对应下行发送端都采用满功率发送的情况, 标记“DSM Level One”的曲线表示了 MAXSNRMds 设为 6dB 时的线路可达速率。与预期一样, 由于串音增强, 该场景的线路速率比图 E.2 中的速率略低。但是, DSM Level 1 带来的性能提升仍很明显。

在这些例子中, 发送端 PSD 低于 ITU-T G.992.1 (1999) 附录 A 中的 PSD 模板。

E.2.4 DSM Level 2

如果 DSL 设备支持 DSM Level 2, 那么通过对 PSDMASKds 控制参数进行优化可以获得进一步的性能提升。这将允许对 CO 侧与 RT 侧线路的下行频谱进行智能分配, 以最大化彼此间的频谱兼容性。

图 E.2 中标记“DSM Level 2”的曲线显示了 RT 侧线路采用适当的 PSDMASKds 后的线路速率所在的区域的边界。当 CO 侧与 RT 侧线路速率分别达到 1Mbit/s 和 7Mbit/s 时, RT 侧线路相应的 PSDMASKds 如图 E.4 所示。通过选择适当的 PSDMASKds, 系统可以提供任一低于或在该曲线左边的数据点对应的速率组合。

另一种方法是限制 RT 侧和 CO 侧线路使用的子载波式没有交集, 这种方法的结果见图 E.2 中标记“DSM Level Two w/ FDM”的曲线。使用该方法, RT 侧线路使用高频段的子载波, CO 侧线路只使用 RT 侧线路未使用的子载波。当 CO 侧线路速率在 1Mbit/s 时, RT 侧线路速率为 5Mbit/s。这种方案虽然导致 RT 侧线路速率减少 2Mbit/s, 但仍比 DSM Level One 的速率高 3Mbit/s。

在这些例子中, 发送端 PSD 始终低于 ITU-T G.992.1 附录 A 中的 PSD 模板, 如图 E.4 中所示。使用

ITU-T G.992.5、ITU-T G.993.2 中下行功率回退整形（DPBO）所导致的性能以及 ITU-T G.997.1 中所需的相应支持文本还有待进一步研究。

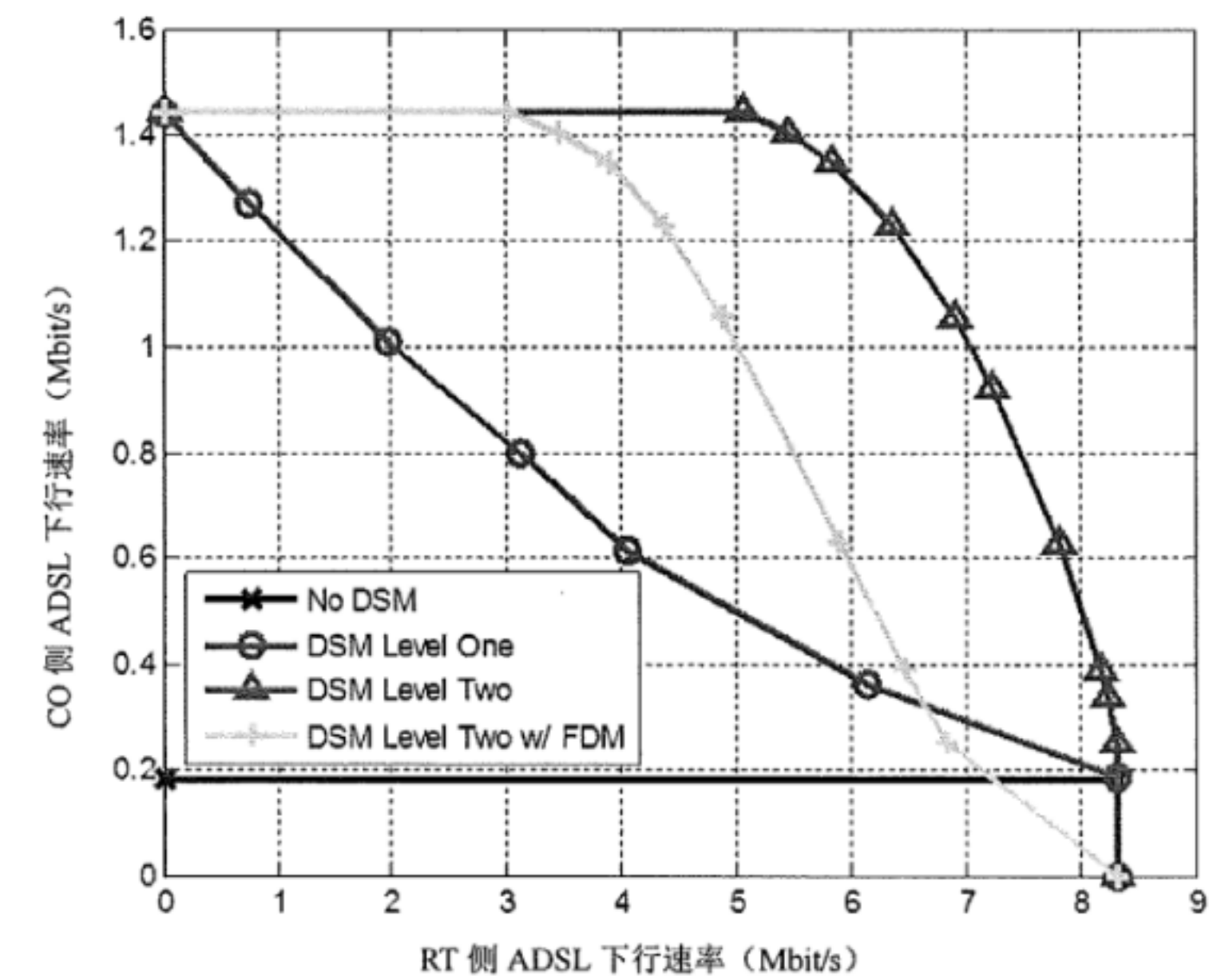


图 E.2 ADSL 设备应用 DSM 技术的速率

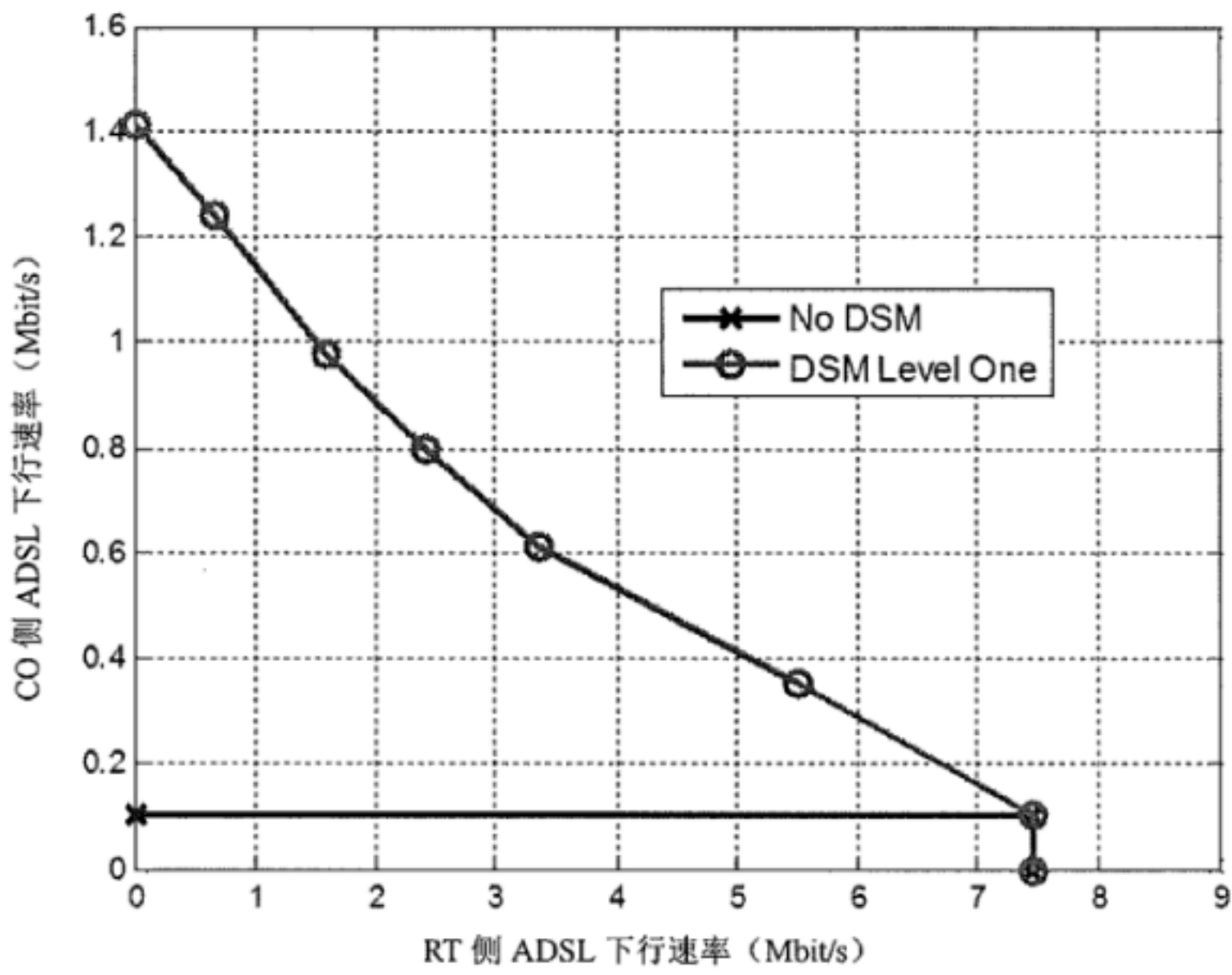


图 E.3 应用 DSM 的 ADSL 设备的速率曲线（4 根 CO 端线路和 4 根 RT 端线路）

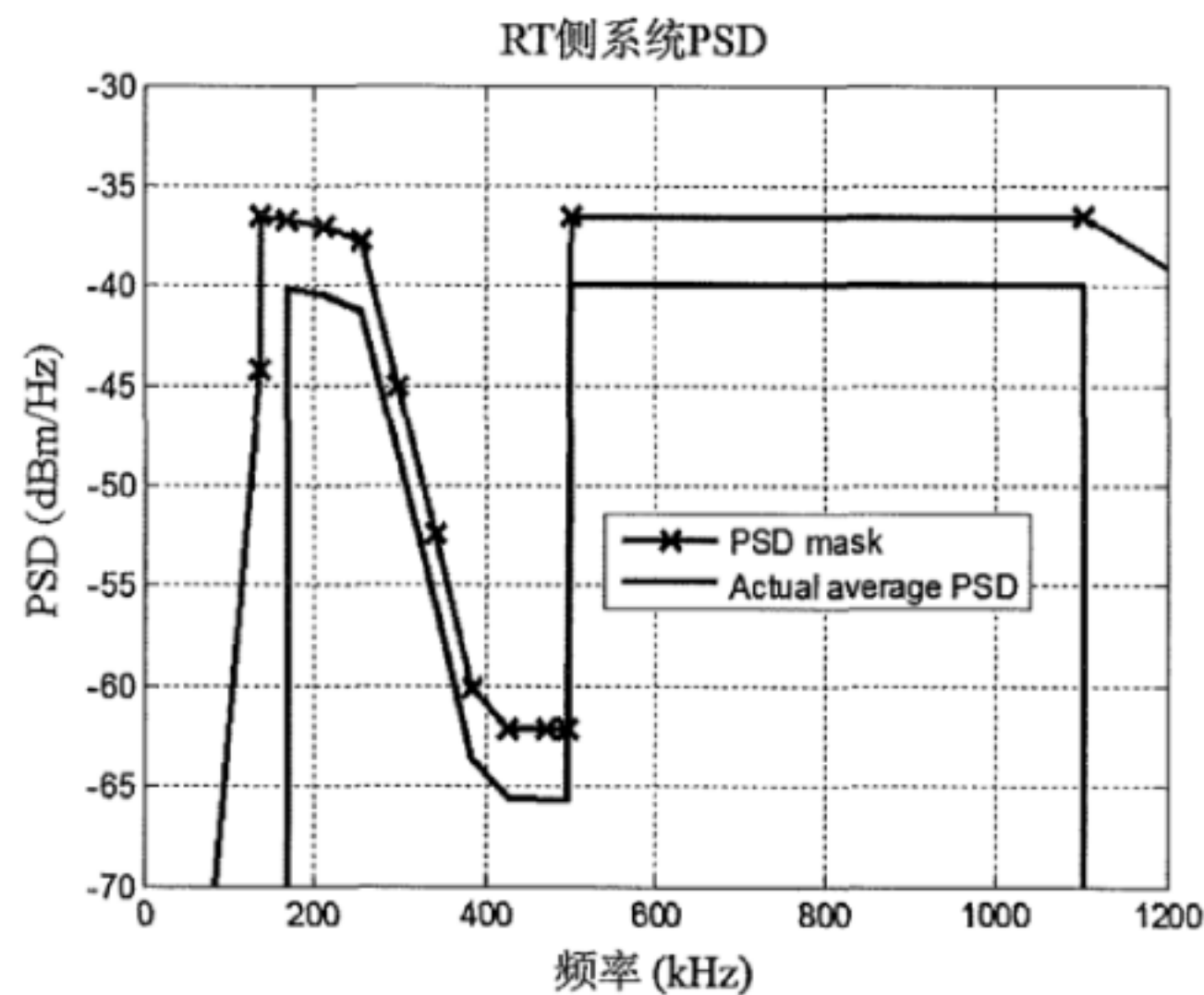


图 E.4 图 E.2 中 RT 侧线路应用 DSM Level Two 时的 PSDMASKds
其中，CO 侧速率为 1.0Mbit/s（图中细线表示的是实际平均 PSD）。

E.3 VDSL DSM用例

E.3.1 VDSL DSM用例介绍

这个例子中，环路配置如图 E.5 所示。8 根 VDSL 线路在同一个线捆内，其中 4 根长度为 2000 英尺，另 4 根是 4000 英尺。导线类型是 26 AWG，串音遵循 T1.417 Issue 2 中定义的 99%最差模型。VDSL 系统参数如表 E.2 所示。除了 VDSL 线路的串音之外，上行接收端还注入了 Noise A（参见 T1.424 (2004)12.2.1 节）和-140 dBm/Hz 的 AWGN 也被引入上行接收端。采用同步模式可以使 VDSL 线路的回波和 NEXT 得到抑制。如果针对 Noise A 更自适应地调节 ADSL 频谱，将能提升本节所示的增益。

在这个配置环境下，上行方向短线对长线的强FEXT造成VDSL长线的上行性能降低。下面描述了多种减少这种性能损失的方法。

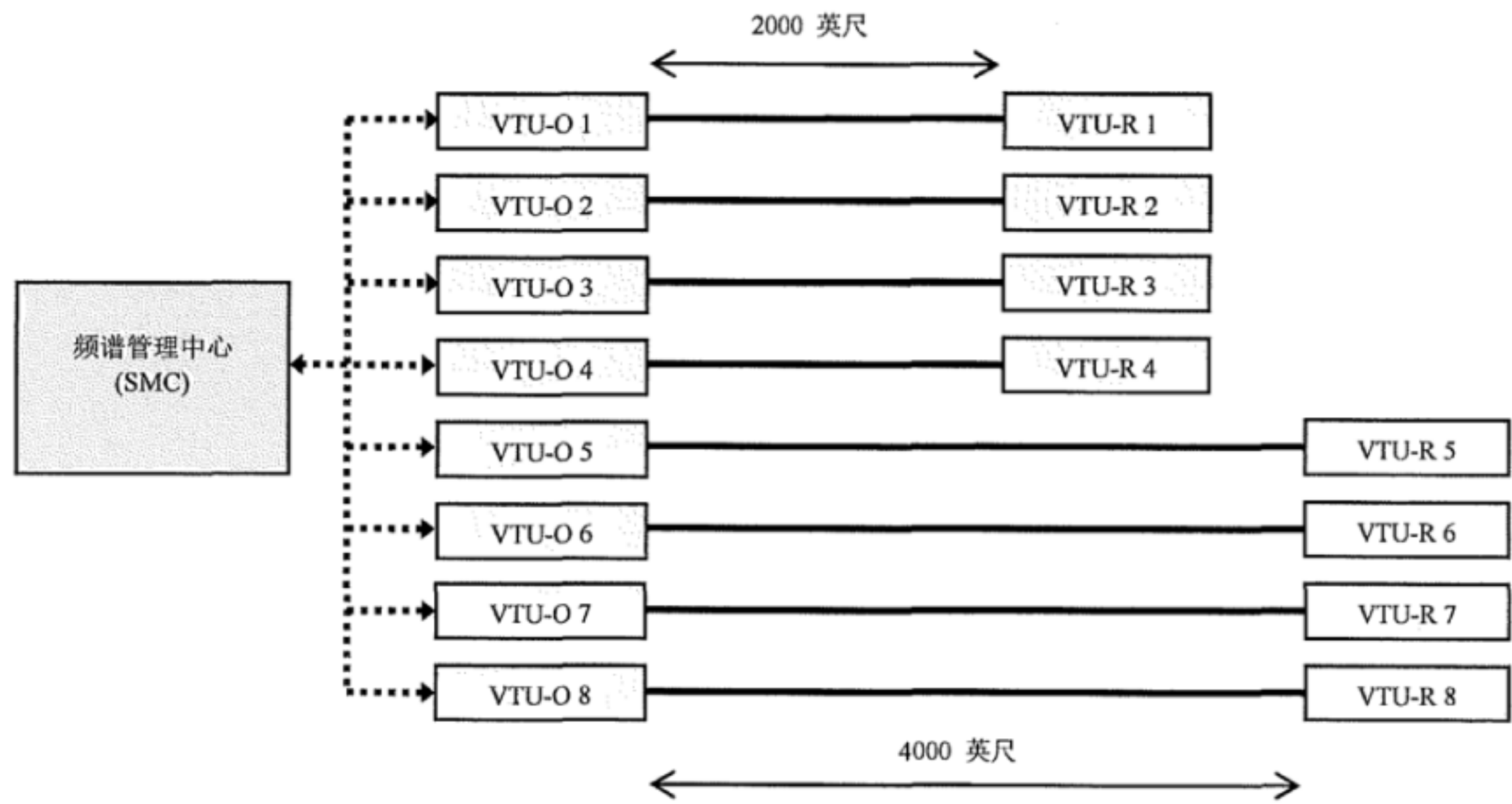


图 E.5 VDSL 设备应用 DSM 的环路配置

表 E.2 VDSL 系统参数

VDSL 系统参数	值
最高上行子载波	2782 (4.3125 kHz 间隔)
PSD 模板	FTTEx, M2 (参见 T1.424 (2004)中表 4)
UPBO 参考 PSD	Noise A, M2 (参见 T1.424 (2004) 中表 6)
最大上行功率	14.5 dBm
编码增益	3 dB
目标容限	6 dB
SNR 差额	9.5 dB
频带规划	998, HAM 频段开槽, US0 使能
比特限制	15

E.3.2 无DSM

如果无法使用 DSM 技术，那么系统唯一可以采取的是 T1.424 (2004)的 7.1.3.1 中定义的上行功率回退（UPBO）技术。UPBO 技术基于环路长度的估计，并忽略了诸如接收端噪声和特定线路期望速率等其他因素。

图 E.6 表示的是线路速率的范围，纵轴是 4000 英尺（长）线的数据速率，横轴是 2000 英尺（短）线的数据速率。标记“No DSM”的曲线是 UPBO 使能后的可达速率所在区域的边界。右上角的数据点表示长线速率为 2.9Mbit/s 时短线速率为 17.4Mbit/s。系统可以提供任何低于且在该右上角数据点左边的数据点所对应的线路速率组合。

E.3.3 DSM Level 1

如果 DSL 设备支持 DSM Level 1，那么通过对 MAXSNRMus 和上行速率控制参数进行优化可以获得性能提升。同样，可以使用与无 DSM 一样的 UPBO 的配置。降低的串音带来了性能提升，随之而来的是可以满足最大容限要求。

图 E.6 中标记“DSM Level 1”的曲线显示的是 MAXSNRMus 设为 6dB（等于目标容限）时的两类线的速率所在的区域的边界。如图中的点 C 所示，长线速率为 3.9Mbit/s，短线速率为 6.6Mbit/s。系统可以提供任一低于或位于该曲线左边的速率组合。

E.3.4 DSM Level 2

如果 DSL 设备支持 DSM Level 2，那么通过对 PSDMASKus 控制参数进行优化可以获得进一步的性能提升。该级别能力允许对多对线路的上行频谱进行智能分配以最大化彼此频谱兼容性。

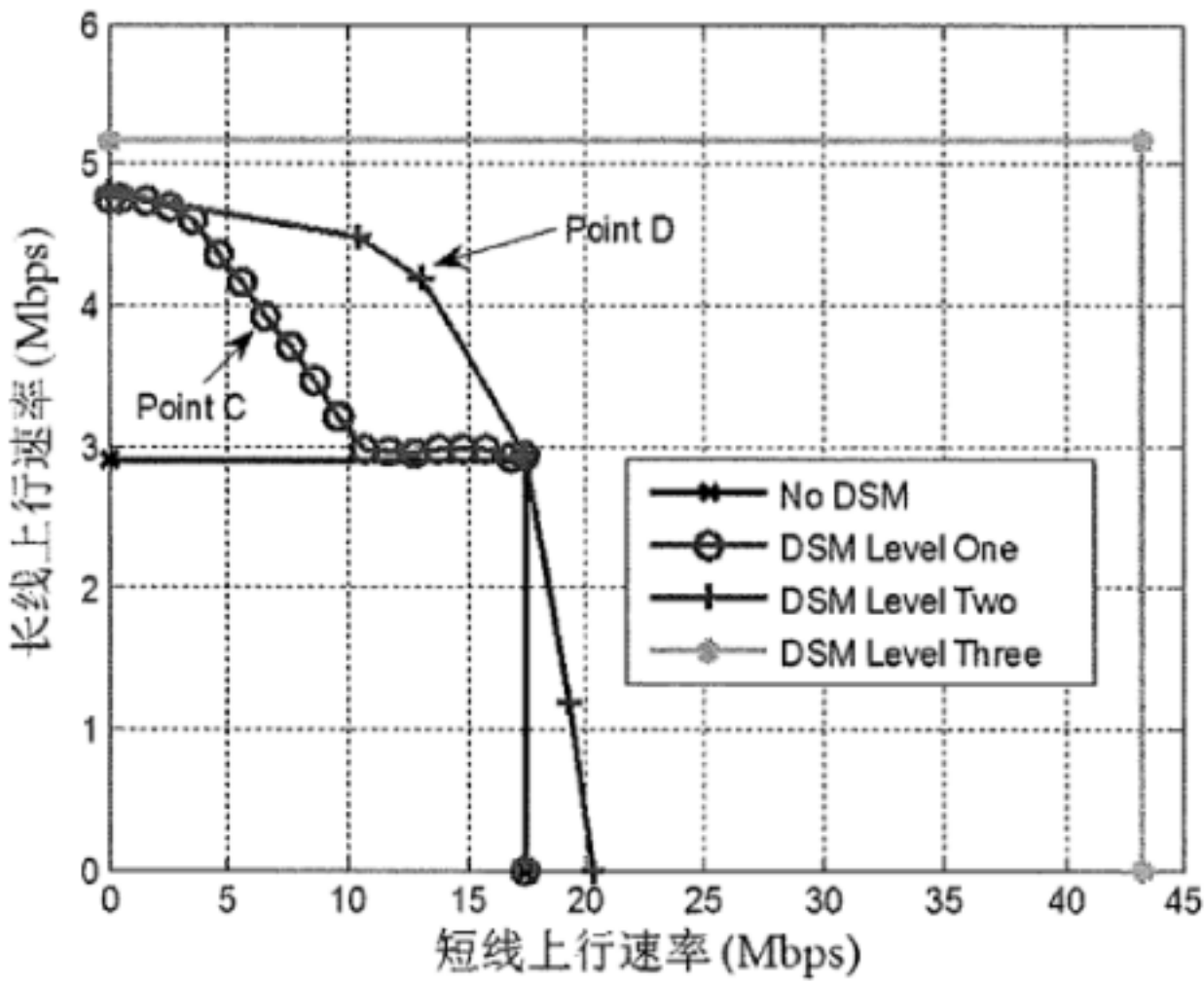
图 E.6 中标记“DSM Level 2”的曲线显示的是合理选取 PSDMASKus 下两类线的速率所在区域的边界。例如，图中 D 点对应的 PSDMASKus 如图 E.7 所示。通过选择合适的 PSDMASKus，系统可以提供任一低于或位于该曲线左边的速率组合。这个例子没有使能 UPBO。

E.3.5 DSM Level 3

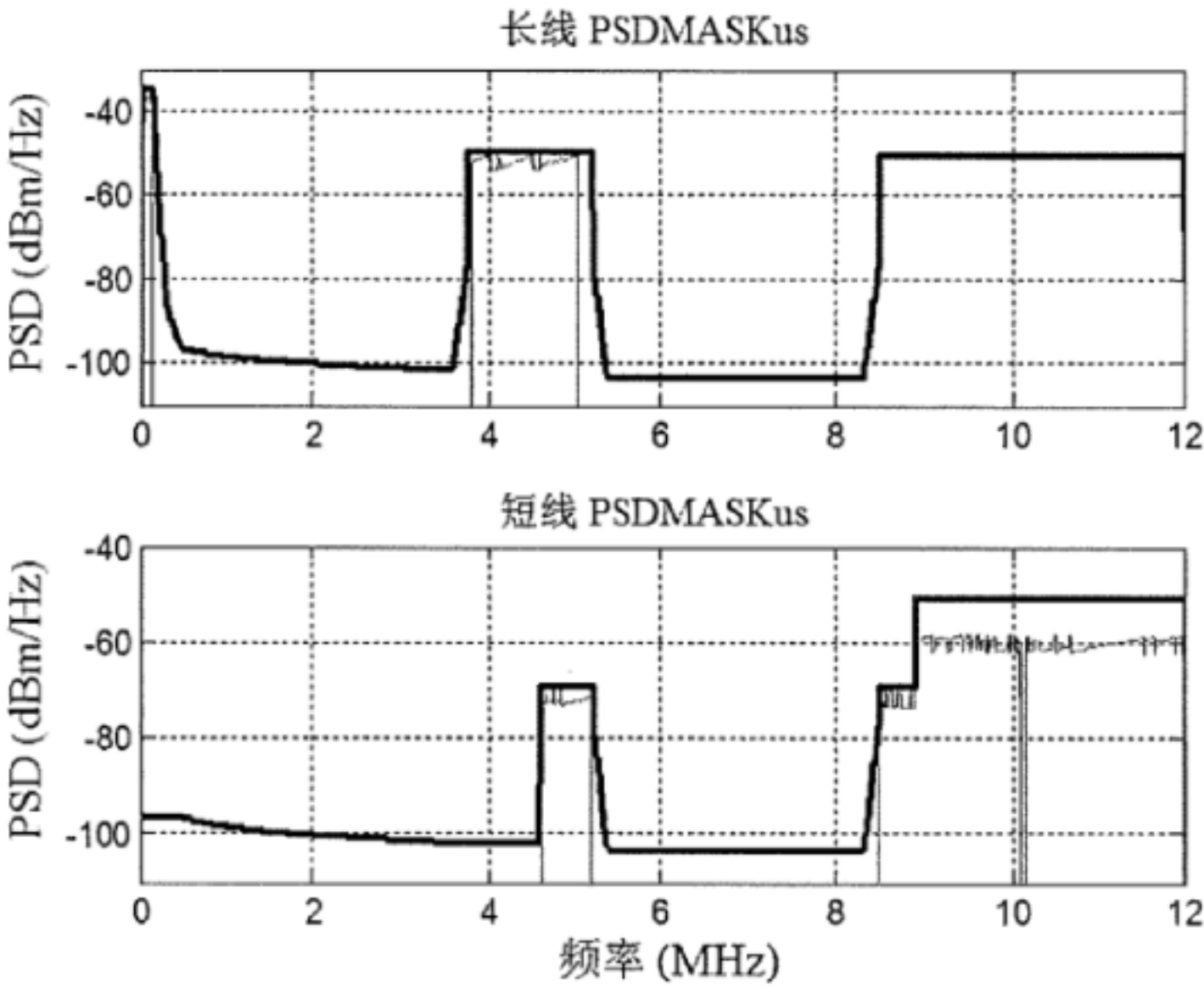
支持 DSM Level 3 的 DSL 设备可获得最高的性能增益。在这个例子中，VDSL 线路上行信号的协同处理减少了协同处理线路之间在上行方向的 FEXT 串音。在表 B.1 中，DSM Level 3（矢量化）的此类应用所对应的描述是 FEXT_{CPE,in}。

图 E.6 中标记“DSM Level 3”的曲线显示的是使用矢量化后两类线的速率所在区域的边界。右上角的数据点表示长线速率为 5.2Mbit/s 时短线速率为 43.2Mbit/s。系统可以提供任一低于或位于该曲线左边的速率组合。因为所有的 VTU-R 对其他协同处理线路的 FEXT 影响可忽略，所以它们都使用满功率发送信

号。VTU-O 的接收端仍受到噪声 A 的干扰。本例中，假设了不同线路的噪声 A 并不相关。



图E.6 VDSL设备应用DSM的线路速率曲线



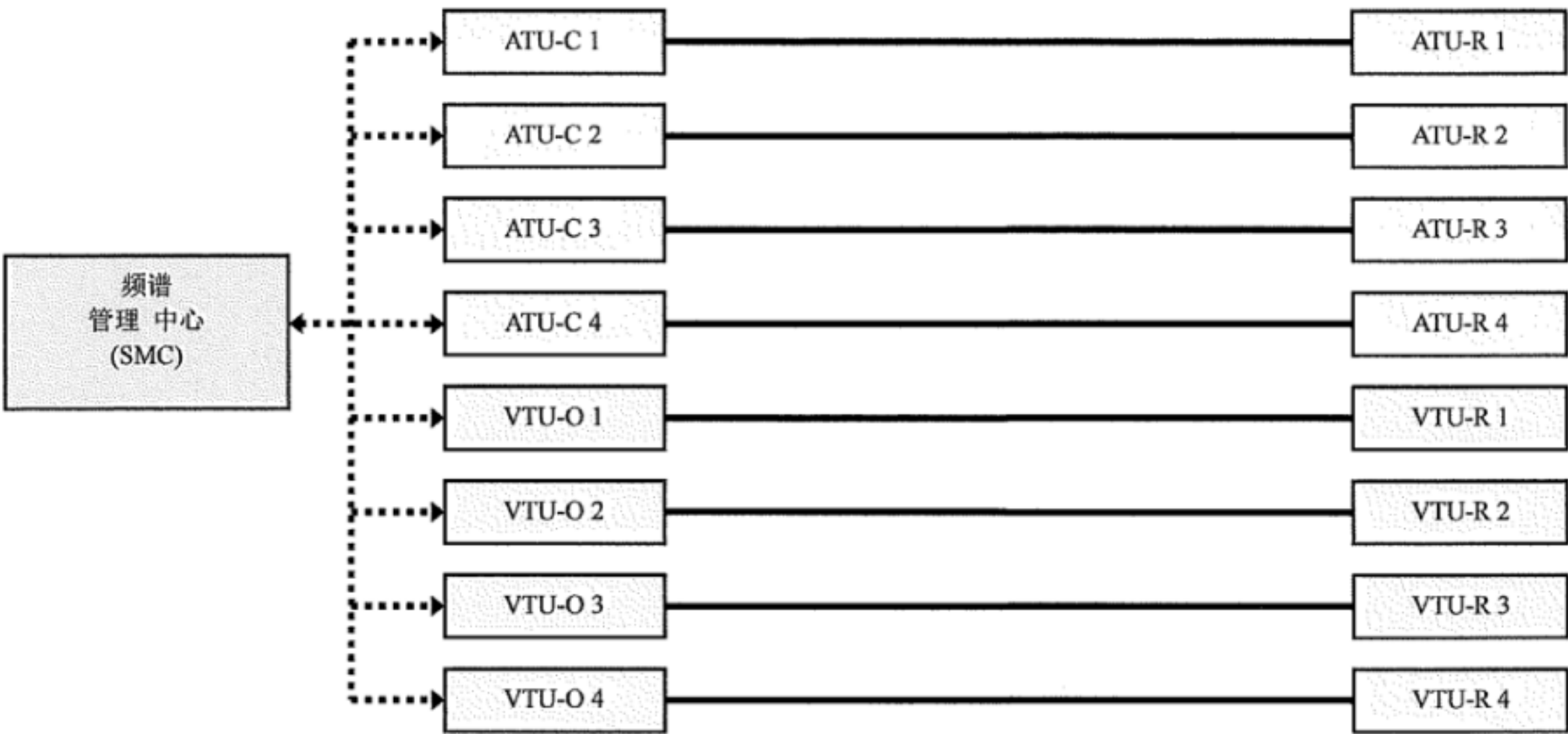
图E.7 图E.6中D点对应的PSDMASKus设置（细线表示对应环路的实际PSDs）

E.4 VDSL/ADSL混合使用DSM示例

E.4.1 VDSL/ADSL混合使用DSM示例介绍

图E.8所示的环路配置为4根ADSL2+线路与4根VDSL线路共用一个线捆。导线类型是26AWG，串音遵循T1.417 Issue 2定义的99%最差模型，系统参数见表E.3。VTU-R接收端受到源于ATU-C和VTU-O发送端的串音。VTU-R下行接收端注入了-140 dBm/Hz 的AWGN。

在这个配置中，由于受到源于ADSL2+线路下行发送端的FEXT串音，VDSL线路下行性能明显下降。下面描述了一种减少这种损失的DSM应用例子。在所有情况下，均假设ADSL2+线路的数据速率为12Mbit/s。



图E.8 VDSL与ADSL设备混合场景应用DSM的环路配置

表E.3 ADSL2+和VDSL系统参数

ADSL2+和 VDSL 系统参数	值
ADSL2+最高下行子载波	511 （4.3125 kHz 间隔）
VDSL 最高下行子载波	1971 （4.3125 kHz 间隔）
ADSL2+ 最大下行功率	20.4 dBm
VDSL 最大下行功率	14.5 dBm
ADSL2+ PSD 模板	Annex A （参见 G.992.5）
VDSL PSD 模板	FTTCab M2 （参见 T1.424）
VDSL 频带规划	998, 不使能 RFI 频段
ADSL2+固定数据速率	12 Mbit/s
编码增益	3 dB
目标容限	6 dB
SNR 差额	9.5 dB
比特限制	15

E.4.2 无DSM

如果无法使用 DSM 技术，ATU-C 发送端将以满功率发送信号，这会导致 ATU-C 发送端对 VTU-R 接收端的强 FEXT 串音，从而相对于之前没有 ADSL2+场景中的 VDSL 线路，本场景中的 VDSL 线路性能会更差。

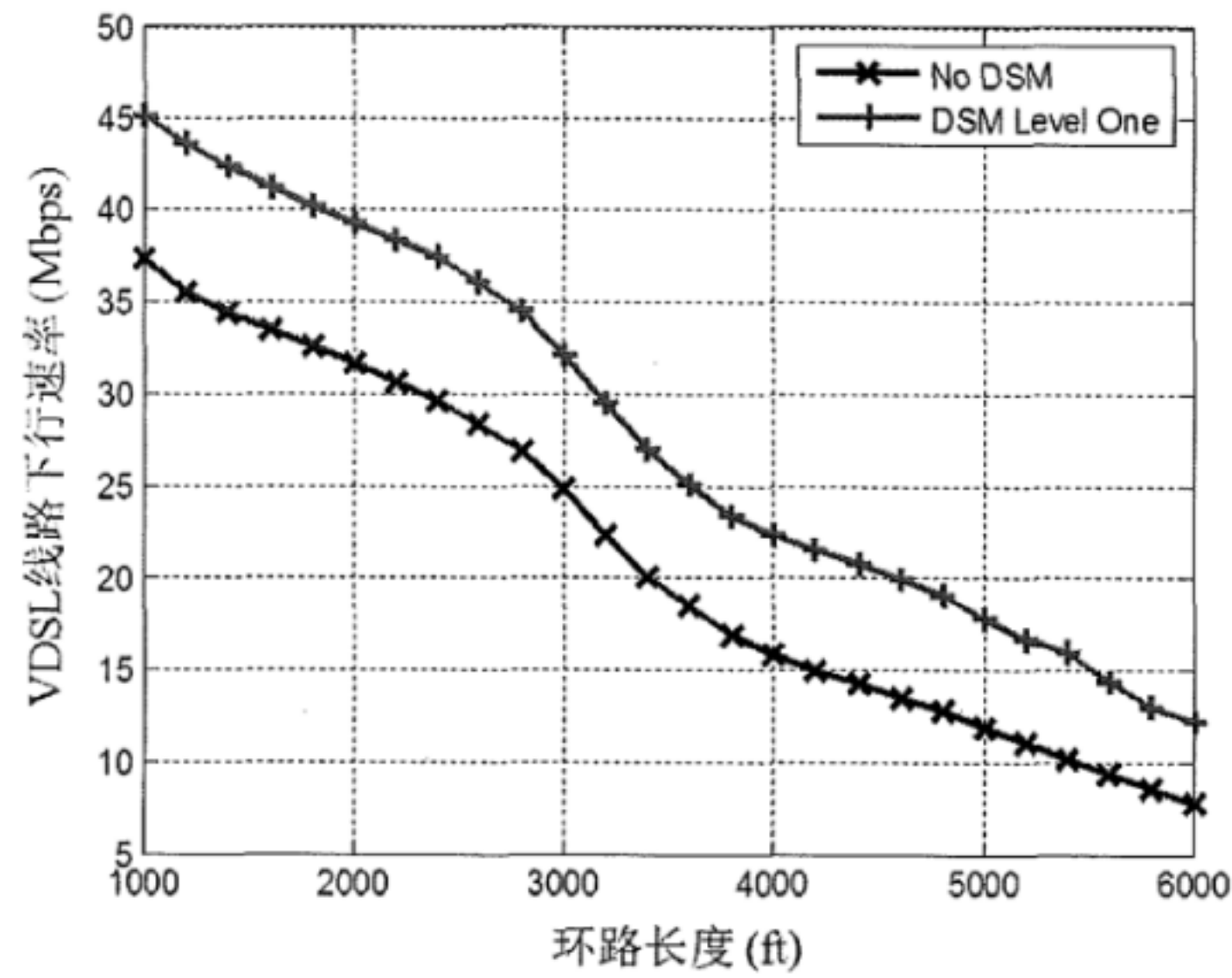
图 E.9 绘制了可达到的速率，纵轴是 VDSL 线路可达的下行数据速率，横轴是 VDSL 和 ADSL 线路的环路长度。标记“No DSM”曲线表示了 在 ADSL2+下行满功率发送信号的情况下，给定环路长度的 VDSL 线路可能达到的最高速率。

E.4.3 DSM Level 1

如果 DSL 设备支持 DSM Level 1，可以通过 SMC 对 MAXSNRMds 和下行数据速率控制参数进行合理的优化而获得明显的性能提升。该提升是由于降低了 ADSL2+线路下行发送功率，这也导致了 ADSL2+的和下行容限降低。

图 E.9 中标记“DSM Level 1”的曲线表示了 ADSL2+线路 MAXSNRMds 设为 6dB（等于目标容限）时

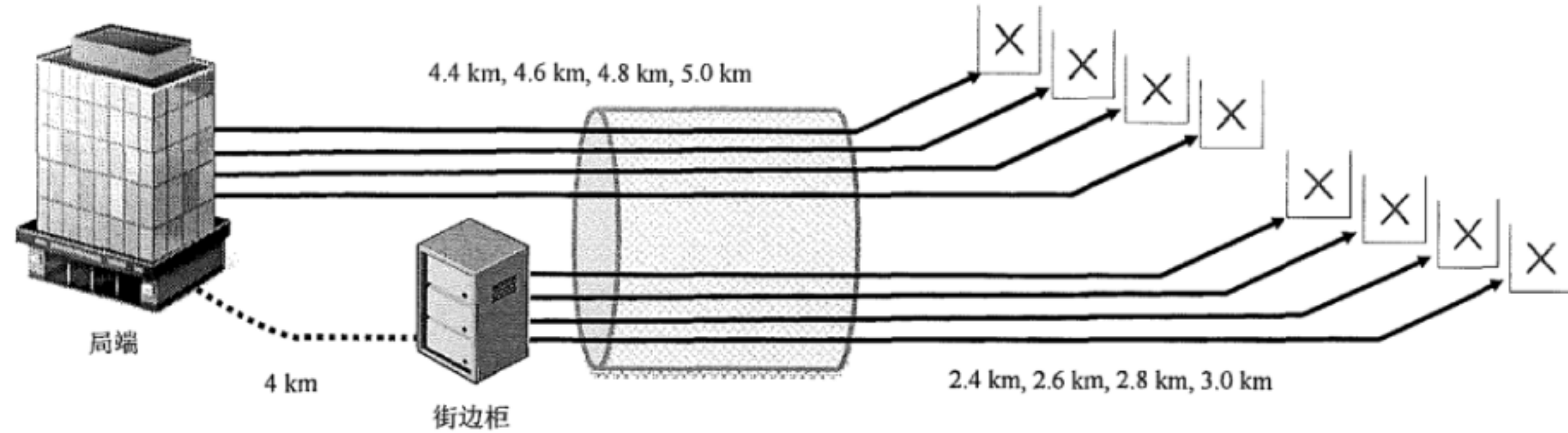
VDSL 线路速率。本场景中，在 700 英尺和 1400 英尺的区间上使用 DSM Level 1 可以获得很大的性能提升。



图E.9 VDSL和ADSL+混合场景应用DSM的速率曲线

E.5 收益代价比算法性能

为评估收益代价算法的性能，已经做了大量的仿真。如图 E.10 所示，本场景中包括了从局端出发的 4 根线路，它们的长度分别为 4.4km，4.6km，4.8km 和 5.0km。距离局端 4.0km 的地方布放了一个街边柜，从街边柜出发的另外 4 根线的长度分别为 2.4km，2.6km，2.8km 和 3.0km。



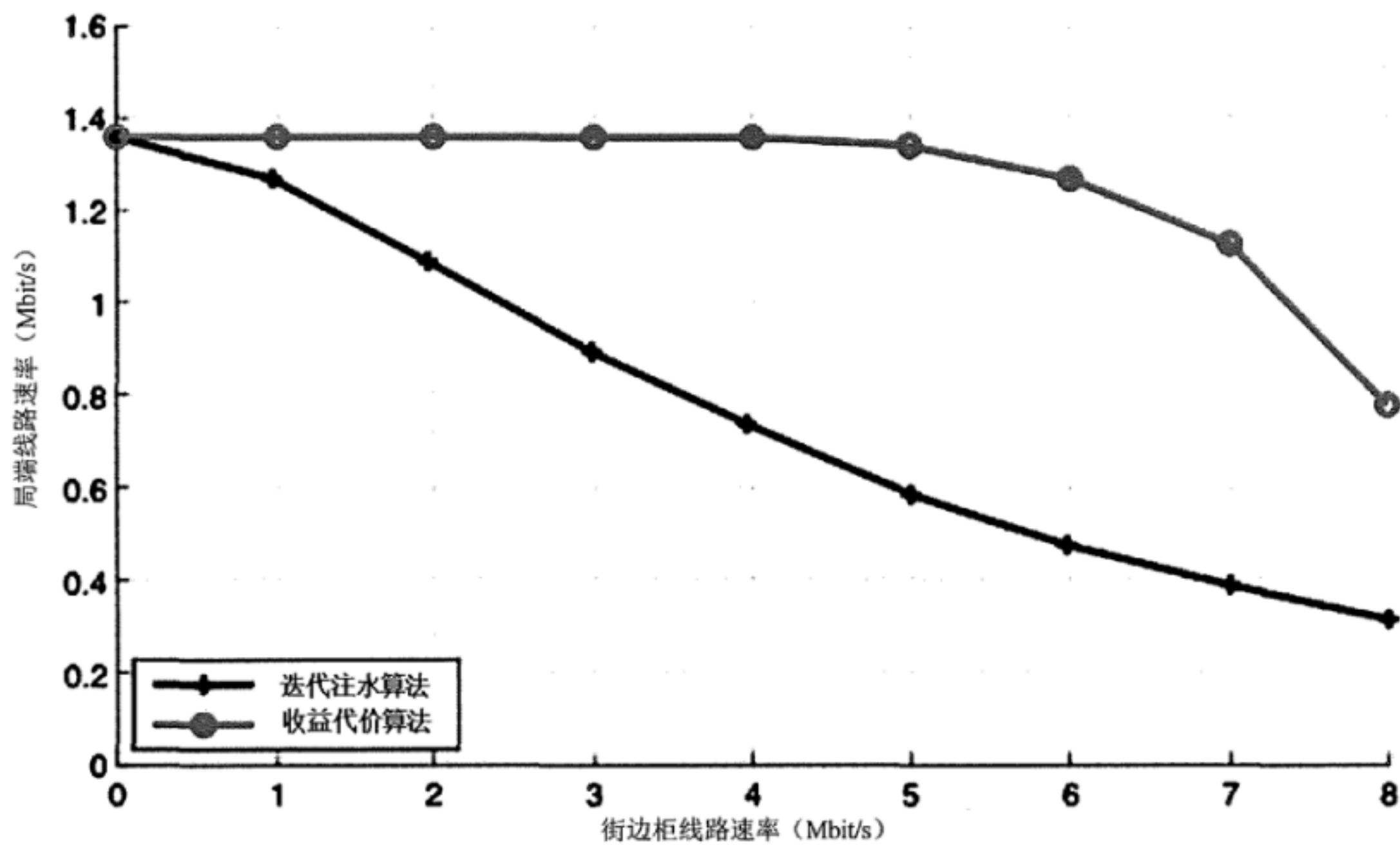
图E.10 混合配置场景

所有线路是 24AWG，并且使用了 Beta FEXT 串音信道采用 Beta 模型。每个调制解调器的发送功率为 20.5dBm，背景噪声包含了-140dBm/Hz 的热噪声和源于 16 对 ISDN 线路、4 对 HDSL 线路、10 对 ADSL 线路的外部串音，这些串音符合 T1.424-2004 中的噪声模型 A。调制解调器使用连续的比特承载，比特上限为 15。PSD 模板的下界最小值 s_k^{\min} 为-95dBm/Hz，上界满足 G.993.2 附录 A 中的 PSD 模板限制。PSD 模板的颗粒度为 0.5dB，这与标准中的规格保持一致。

局端铺设的线路使用一个共同的目标速率，街边柜铺设的线路使用另一个共同的目标速率（仅为速率曲线的直观性）。下面比较了迭代注水算法和收益代价比算法。

图 E.11 的速率范围表示了在使用不同算法时，局端线路和街边柜线路的速率彼此之间不同的消长。从图中可以看出，收益代价算法的速率要比迭代注水算法高很多。例如在对局端铺设的所有线路均提供

1Mbit/s 业务的场景中，可以看出收益代价比算法所带来的增益。在此场景中，若使用迭代注水算法，只能对街边柜铺设线路提供不超过 2.4Mbit/s 的业务，而使用收益代价算法则可以对街边柜铺设线路提供高达 7.4Mbit/s 的业务，增益超过了 200%。

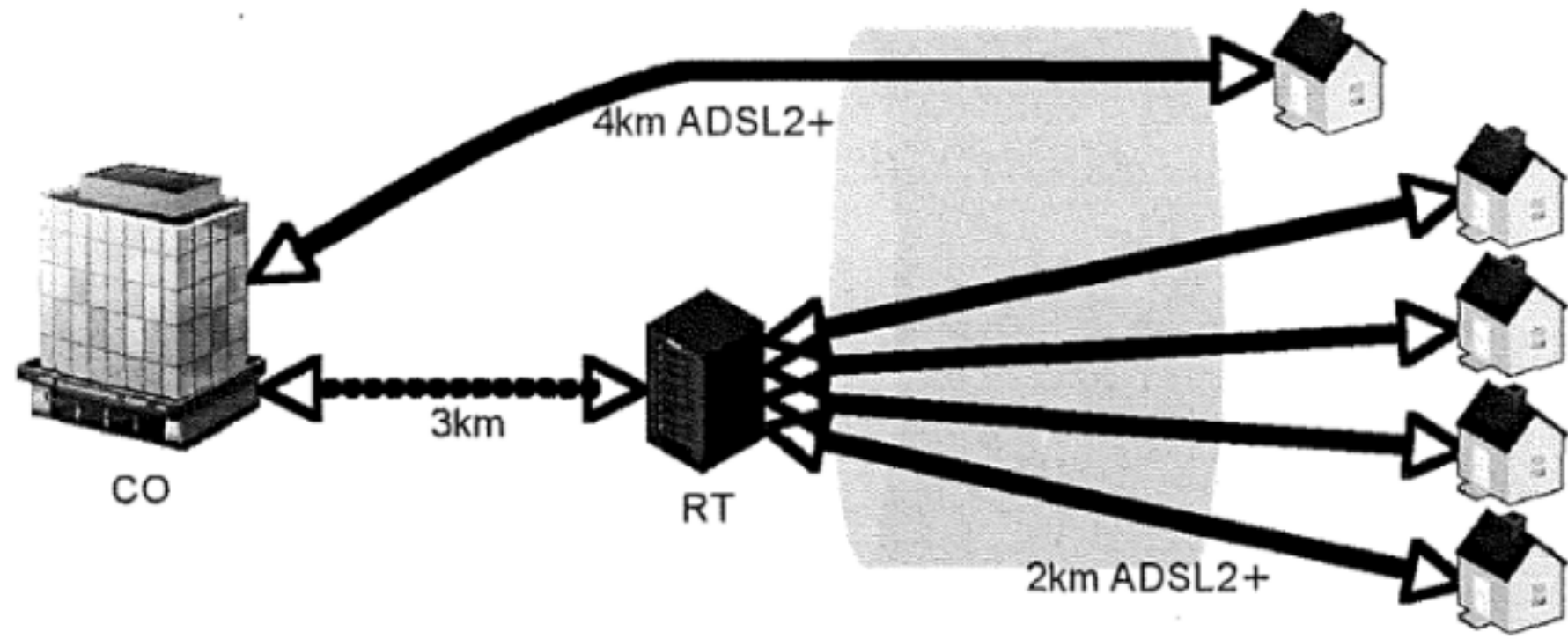


图E.11 收益代价算法和注水算法的速率对比

E.6 集中式多级注水算法性能

E.6.1 集中式多级注水算法性能介绍

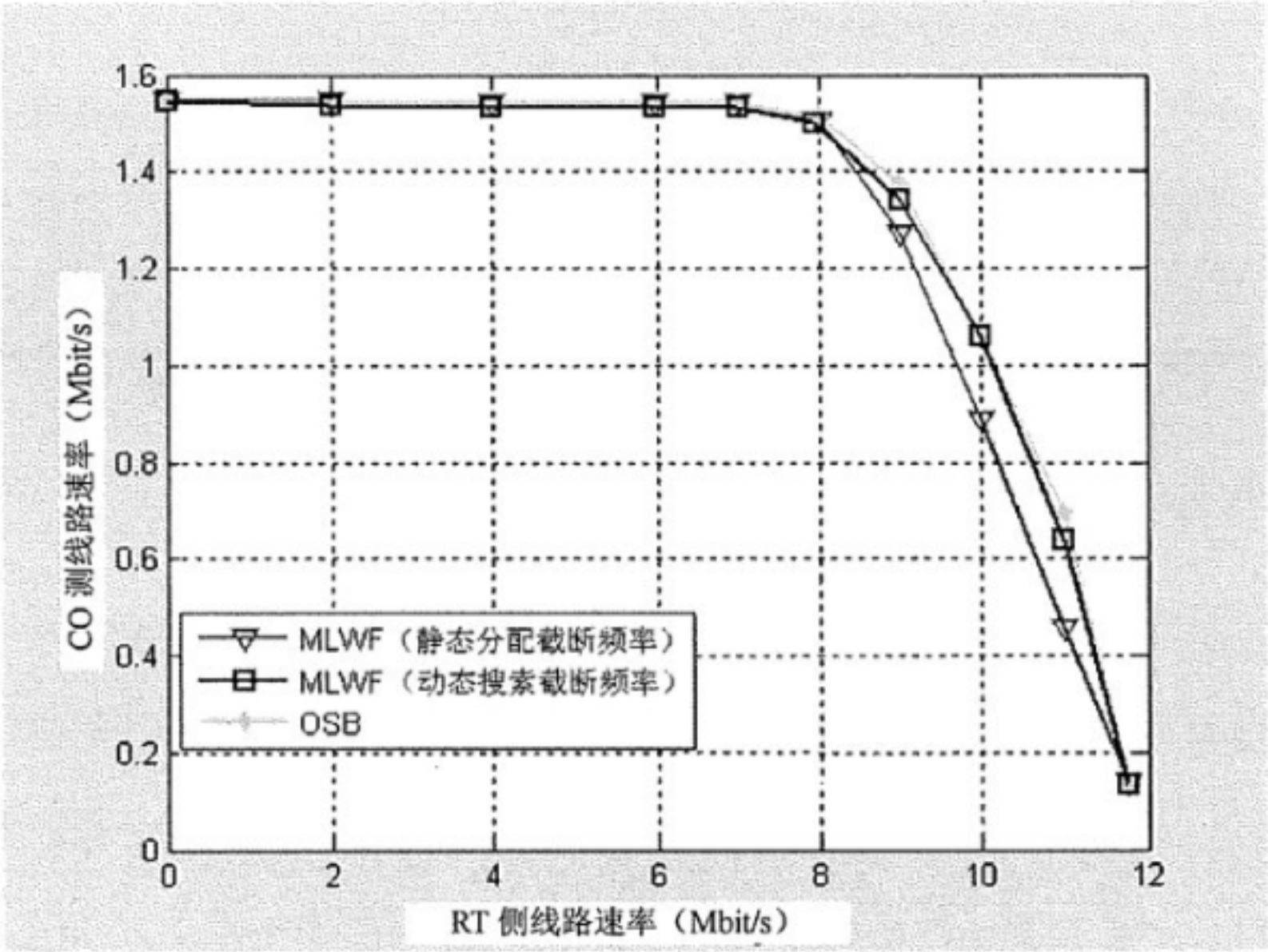
仿真场景如图 E.12 所示，并应用了附录 D 中描述的集中式截断频率搜索算法。



图E.12 CO-RT混合部署

图 E.13 验证了动态截断频率带来的性能提升，图中绘制了多种算法所提供的速率范围，这些算法有 OSB、静态分配截断频率的多级（迭代）注水（MLWF）算法、动态分配截断频率的 MLWF 算法 c。从图中可以看出，使用动态搜索截断频率的 MLWF 算法，其提供的速率范围逼近 OSB 提供的速率范围。

集中式多级注水算法的 PSD 可通过标准接口以 PSDmask 下发给调制解调器。集中式的注水算法未增加硬件复杂度



图E.13 动态搜索截断频率（一个截断频率）与静态分配截断频率的多级注水算法和OSB的速率对比

图 E.14 进一步说明了 MLWF 算法初始分配的截断频率选择不当时的性能。在图 E.14 所示的仿真中，SMC 设定初始的 f_{cut1} 和 f_{cut2} 分别为 25 和 129。而本仿真采取了不同的初始设定，SMC 初始设定了 $f_{cut1}=40$ 、 $f_{cut2}=180$ 将频带分割为多级，而该设定并不恰当从而导致各 DSL 线路性能损失很大，该损失正如图 E.14 中绿色菱形曲线所示。尽管如此，使用了动态搜索截断频率后，MLWF 算法提供的性能依然可以接近 OSB 提供的性能，如图 E.12 中正方形曲线所示。

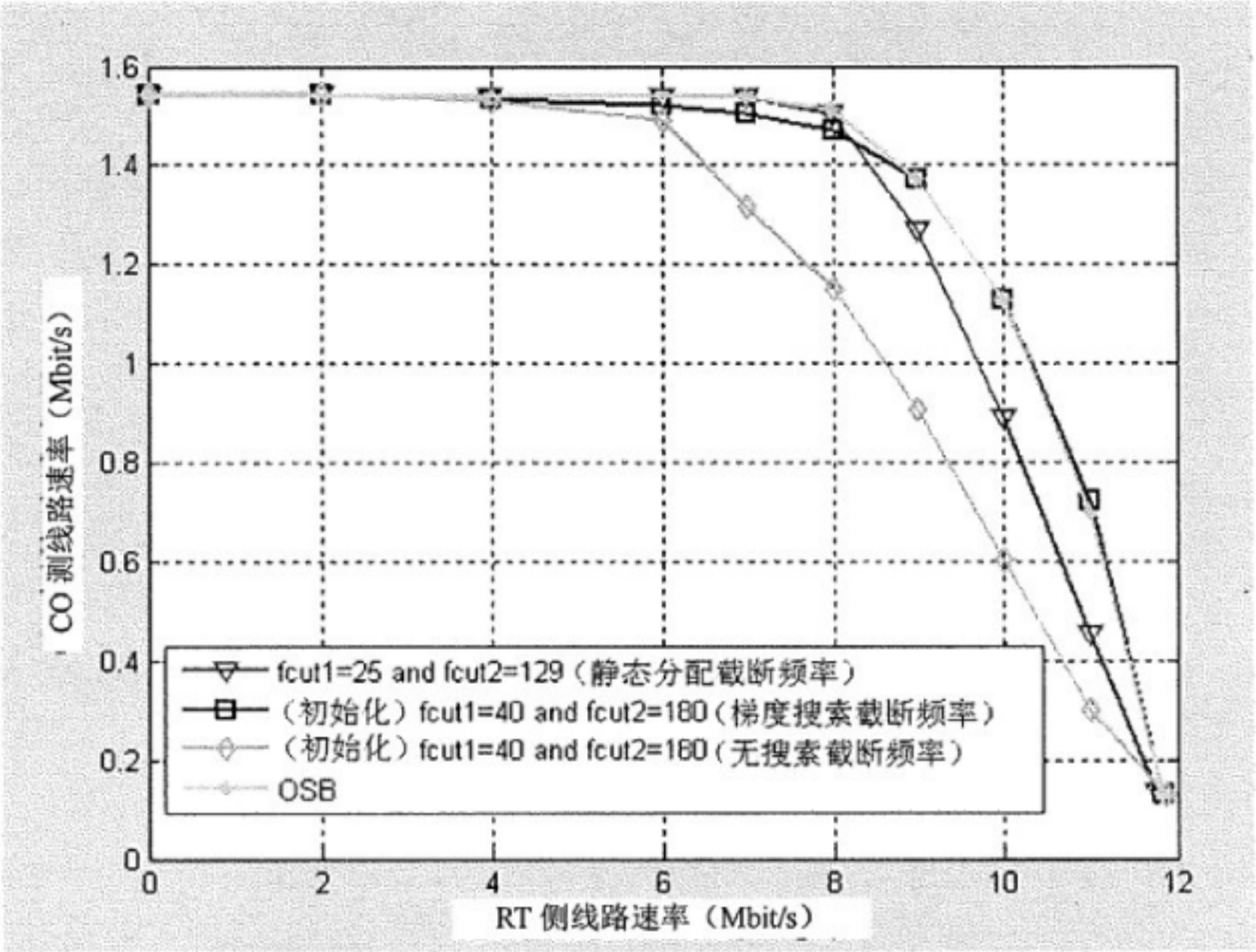


图 E.14 f_{cuts} 的起始点分配不当时多级注水算法的速率曲线²

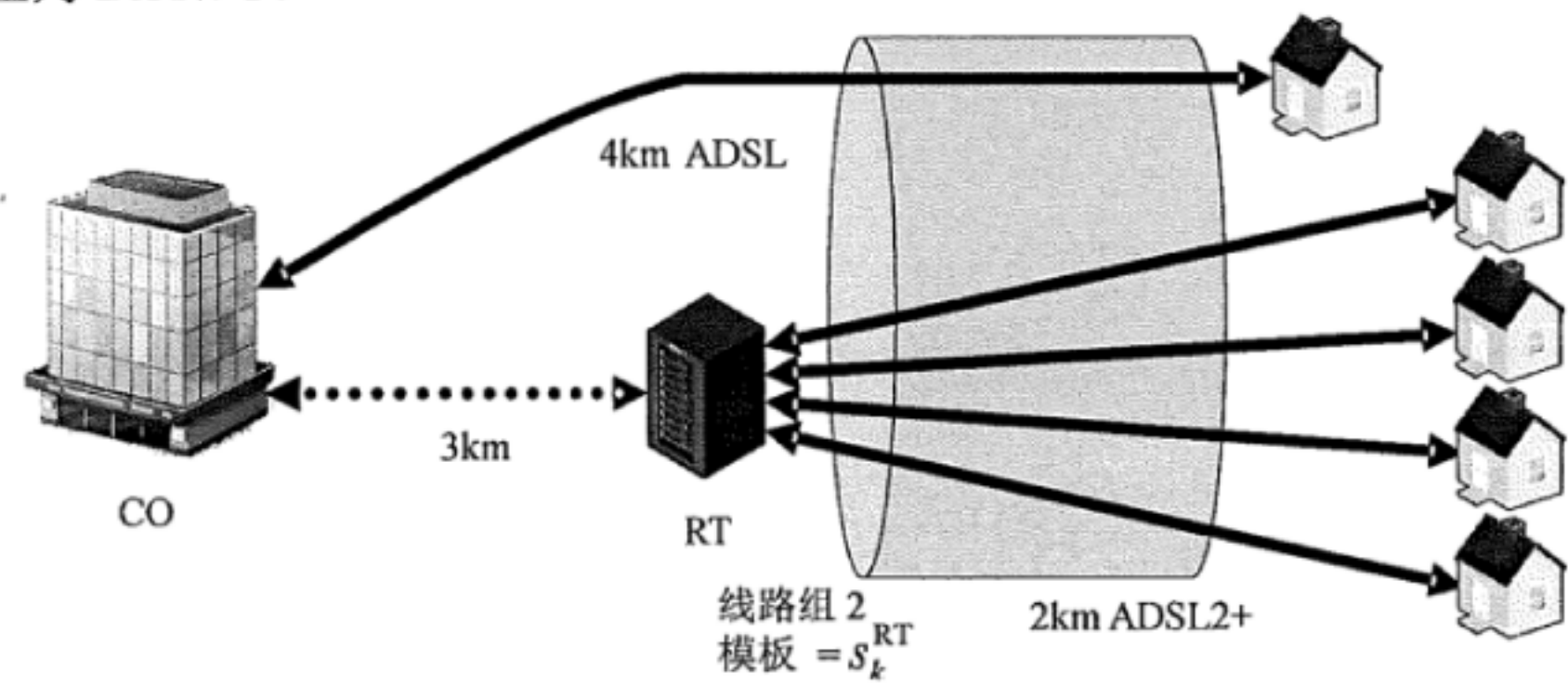
其中，正方形曲线表示使用梯度搜索截断频率算法 6 后的速率提升。

E.6.2 ADSL2+和VDSL下行鲁棒的DSM LEVEL2场景

2) f_{cut1} 和 f_{cut2} 代表各自截断频率的子载波索引，ADSL2+子载波总数为 512。

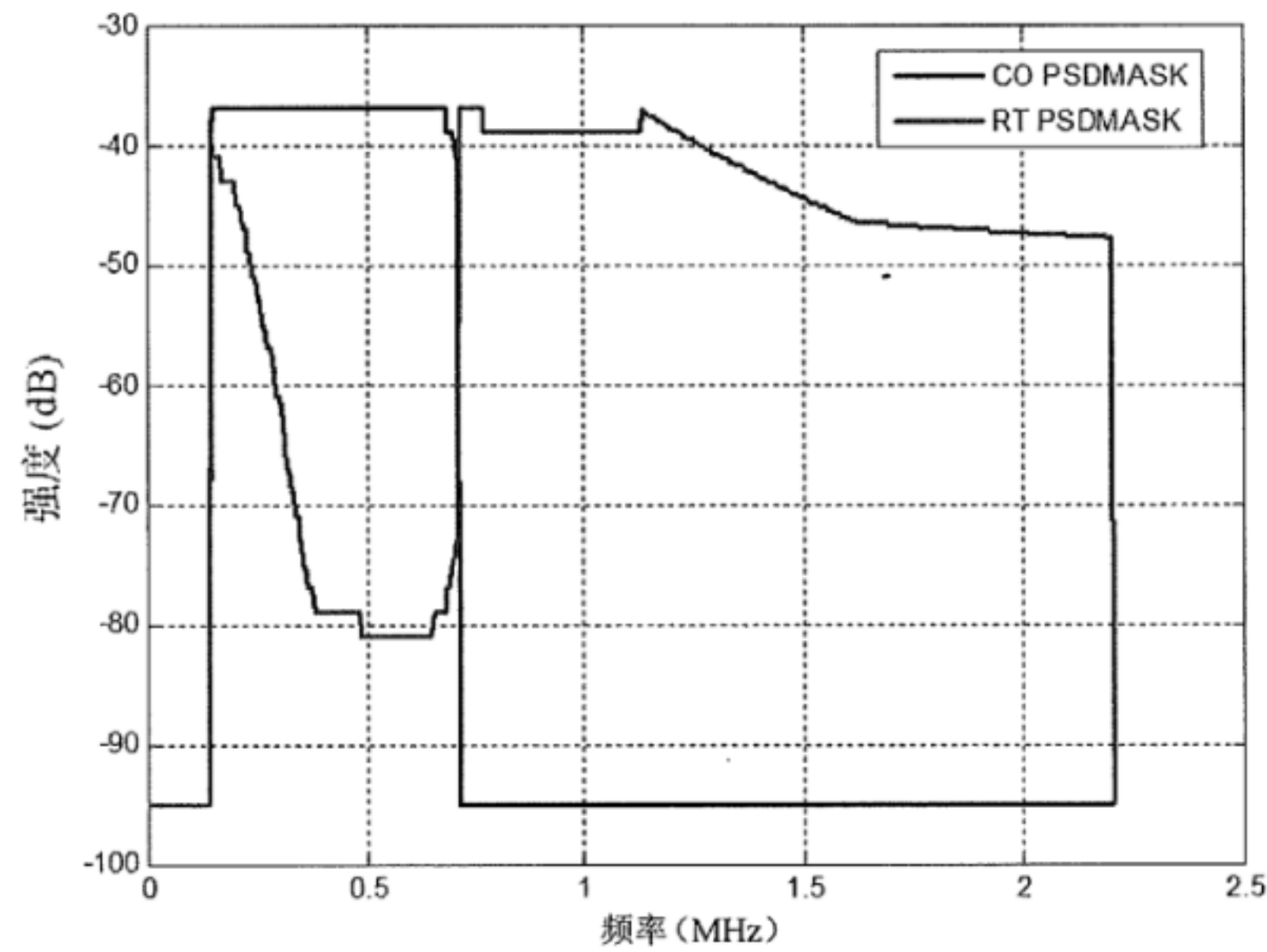
针对下行 ADSL2+的场景，本节给出了三种算法的仿真结果。这三种算法包括迭代注水算法、OSB算法、分布式多级注水算法。

图 E.15 描述了一个用于评估 DSM Level 2 的鲁棒性的示例。在图中，1 根从 CO 铺设的 ADSL 线路受到 4 根 RT 线路的串音的影响。本例是用于对下行 ADSL2 及 ADSL2+进行评估的。编码增益设置为 3dB，SNR gap 和目标容限分别设置为 9.8dB 和 6 dB。ADSL2 与 ADSL2+的下行功率被限制为 20.4 dBm。本节中，所有线路类型为 26AWG。

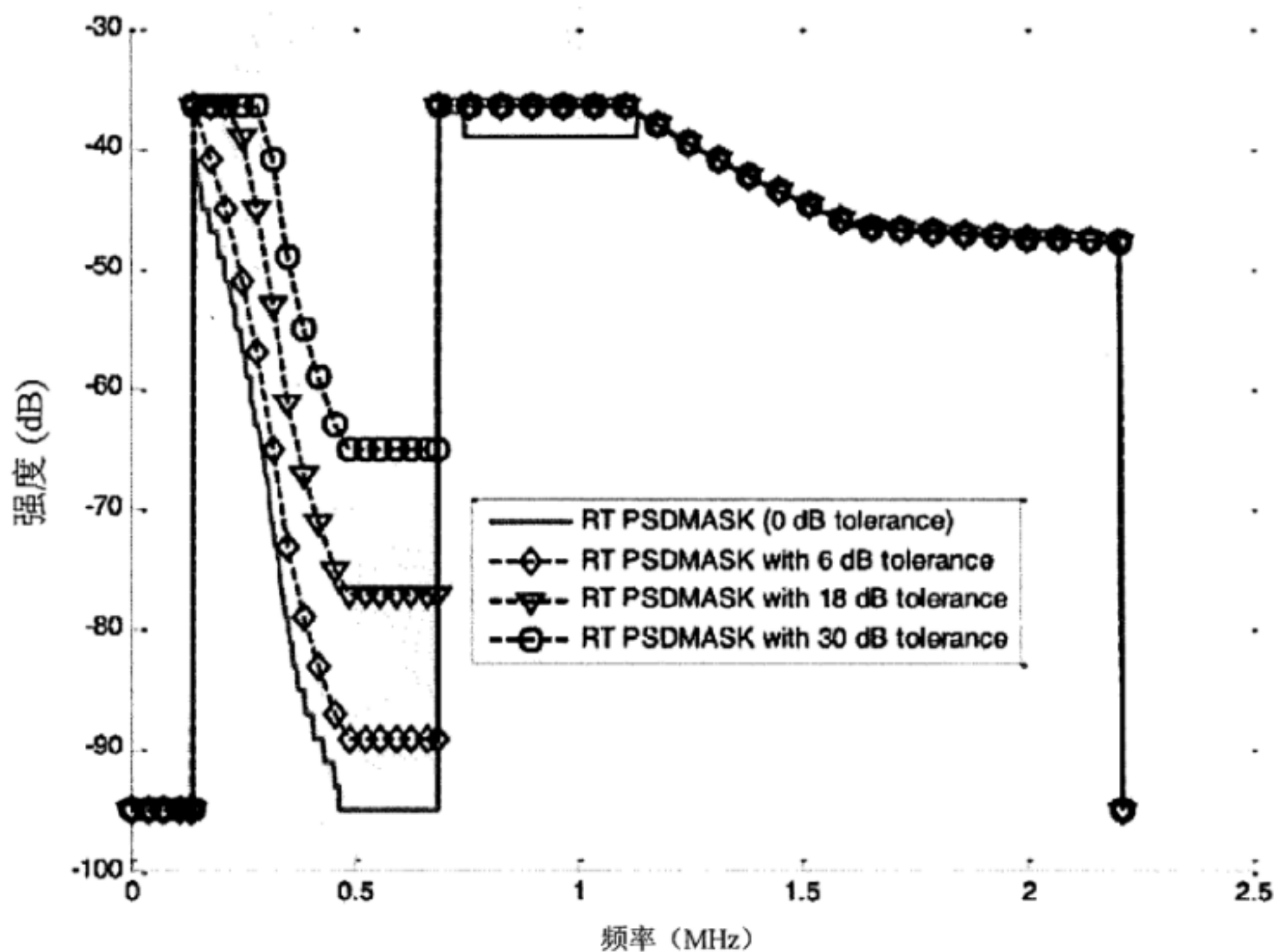


图E.15 CO-RT混合铺设的场景

在这种情况下，OSB（或者在 SMC 中实现的其他近似算法）将可以基于注水算法计算一个合适的 PSDMASK，这个 PSDMASK 降低了 RT 线路的低频段能量，图 E.16 给出了对于速率组（1.5，8）Mbit/s 对应的由 SMC 集中计算得到的 PSDMASK。首先，由于过渡带很陡，此时如果试图强制集中计算 OSB PSDMASK，计算得到的最优频谱会超过所有 DSL 标准所允许的约束。另外，在高 SNR 的频段上使用非常低的频谱会使得 RT 侧线路对任何频段的各种噪声变化变得敏感。然而，只要增加 RT 侧低频 PSDMASK（该增加在这里被指为鲁棒性容忍度），将导致调制解调器选择使用 Level 1 加载算法（类似注水算法）加载能量达到该模板的水平并导致对 CO 端线路产生强串音，而这并不是最优选择。用 OSB 计算的 1.5Mbit/s 和 8Mbit/s 数据率的 CO 和 RT 频谱描述了鲁棒性容忍度以每步 6dB 的增长下，速率损失严重，甚至成半减少（类似于迭代注水算法）。

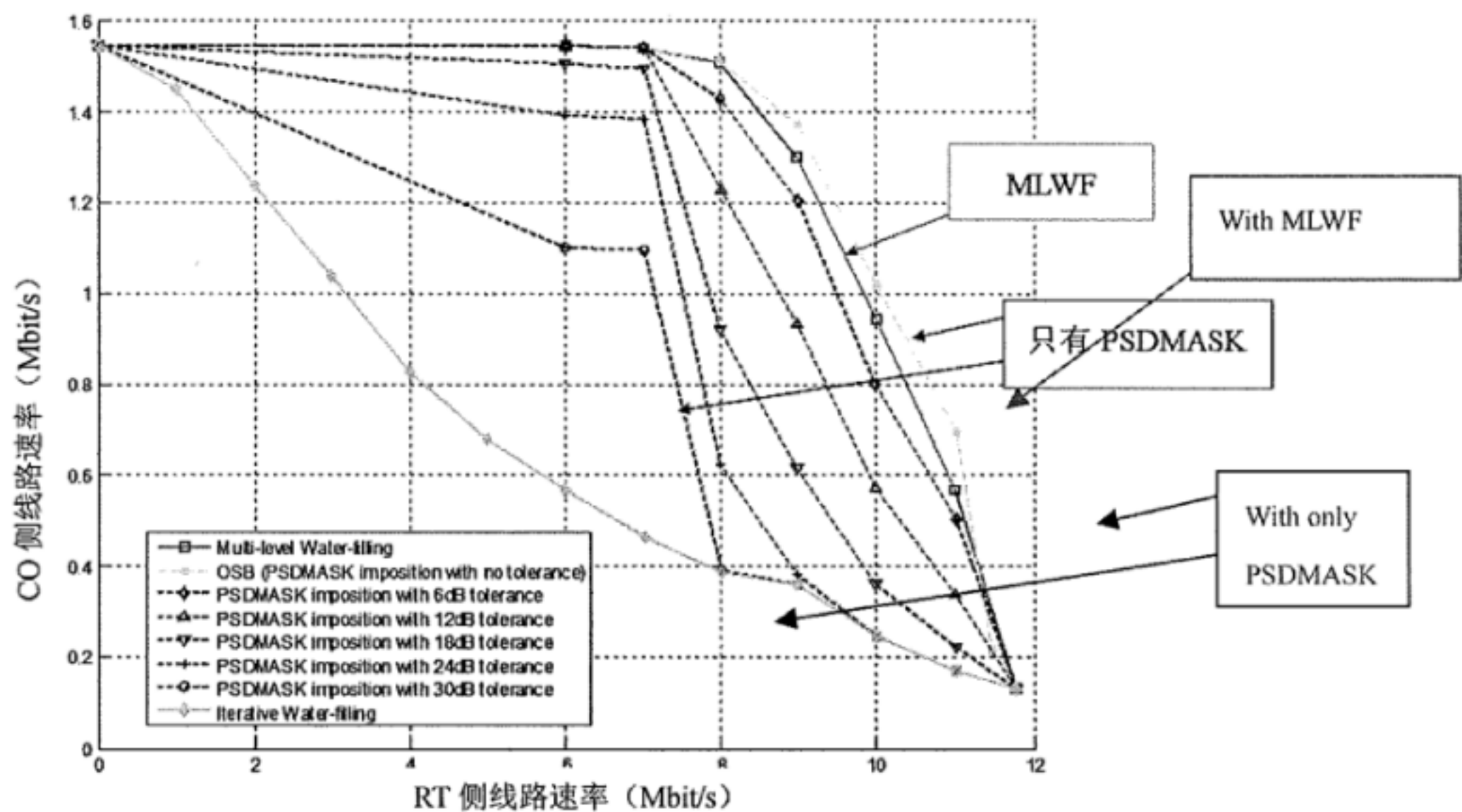


图E.16 用OSB计算的1.5Mbit/s和8 Mbit/s数据率的CO和RT频谱



图E.17 对应于1.5Mbit/s和8Mbit/s速率，而强制使用OSB集中计算的RT侧PSDMASK为0dB容忍度的RT侧PSDMASK
其中，对该使用 OSB 强制集中计算得到的 PSDMASKRT 增加 x dB ($x=6、18、30$)，则得到 RT 侧鲁棒性容忍度为 x dB 的 PSDMASK。

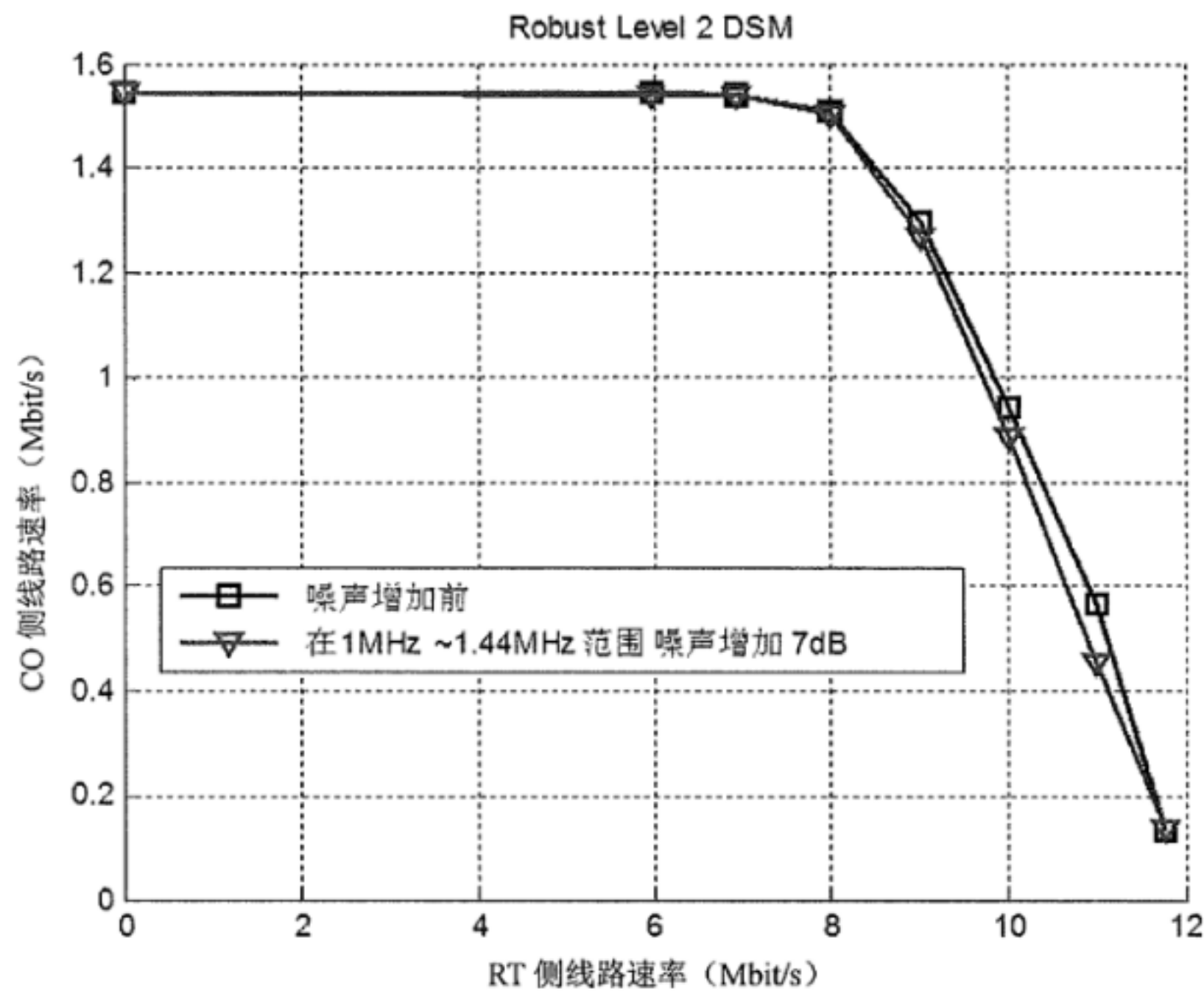
图 E.18 同样也显示了相对于 OSB 而言，使用 MLWF 几乎没有性能损失。因此在不需要鲁棒性容忍度（或者是在违背现有 DSL 标准中所允许的且可实现的 PSDMASK）的情况下，同样可以获得 OSB 的增益。



图E.18 MLWF的数据区域

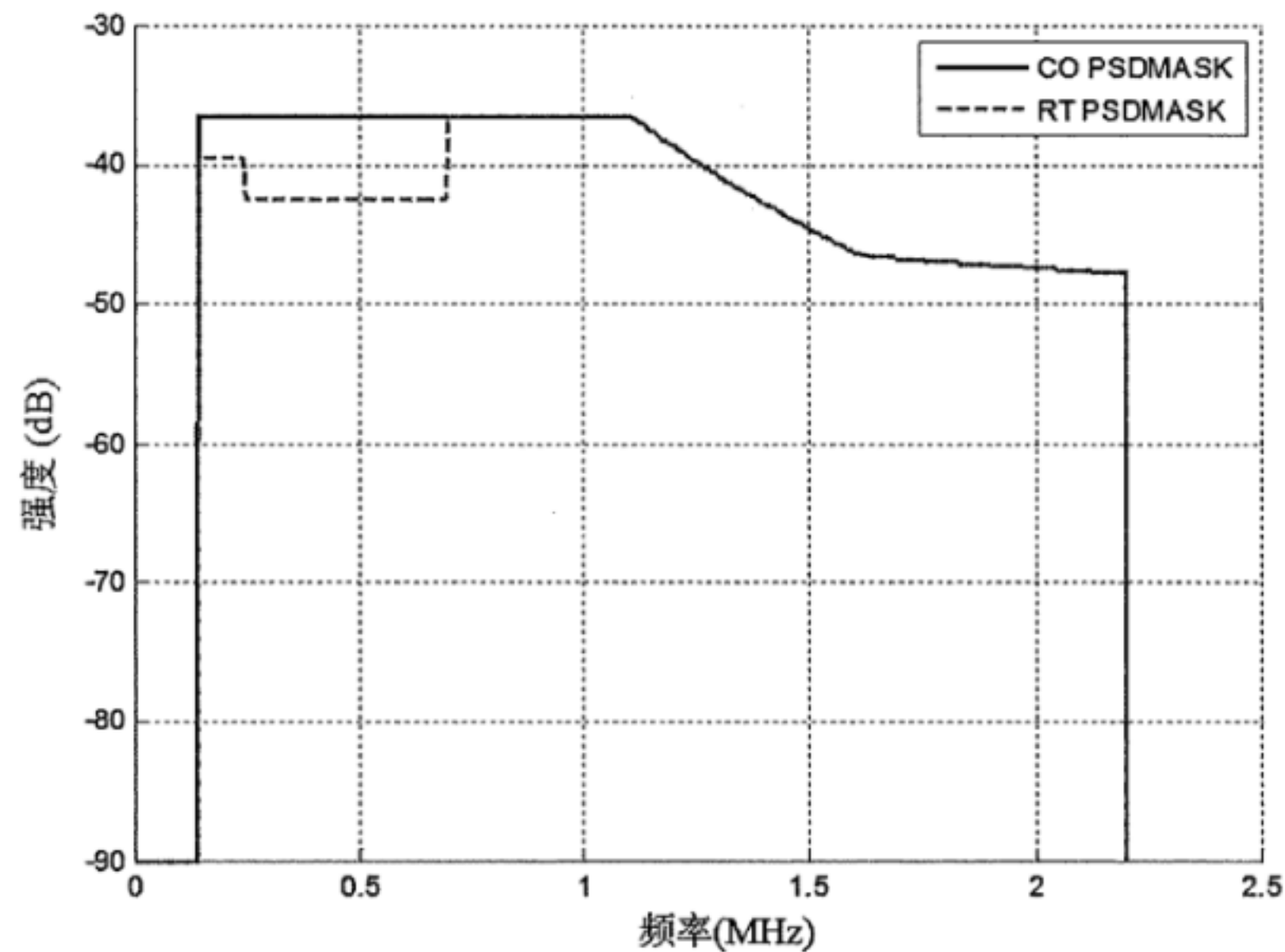
图 E.19 显示了在 1~1.44MHz 频段（这个频段可能有间歇性噪声、新噪声和源于新业务的新增串音），7dB 的噪声变化所引起的速率变化范围。本例中，一个理想的假设是噪声只在高频端增长，而在 CO 端线路所使用的低频段不增长。这种类型噪声增长是合理的，它可能是由变化的 AM 无线电所引起的，或者

由于其他 ADSL2 及 ADSL2+线路的调制解调器开关变化所引起的（由于在高于 700kHz 频段有较强的串音耦合，这会引起串音变化）。这种情况下，只有很小的速率损失，但是所提出的 MLWF 加载算法却可以自动达到了新的速率范围而不需要改变 PSDMASK。因此这就没有必要进行重训练，而且线路对噪声变化保持稳定。在存在重训练或者由于鲁棒容忍度而导致速率显著损失时，将可能需要强制集中式计算 PSDMASK。因此，在 SMC 指示下使用 MLWF 算法既可以避免性能损失，同时保持噪声变化下的鲁棒性。

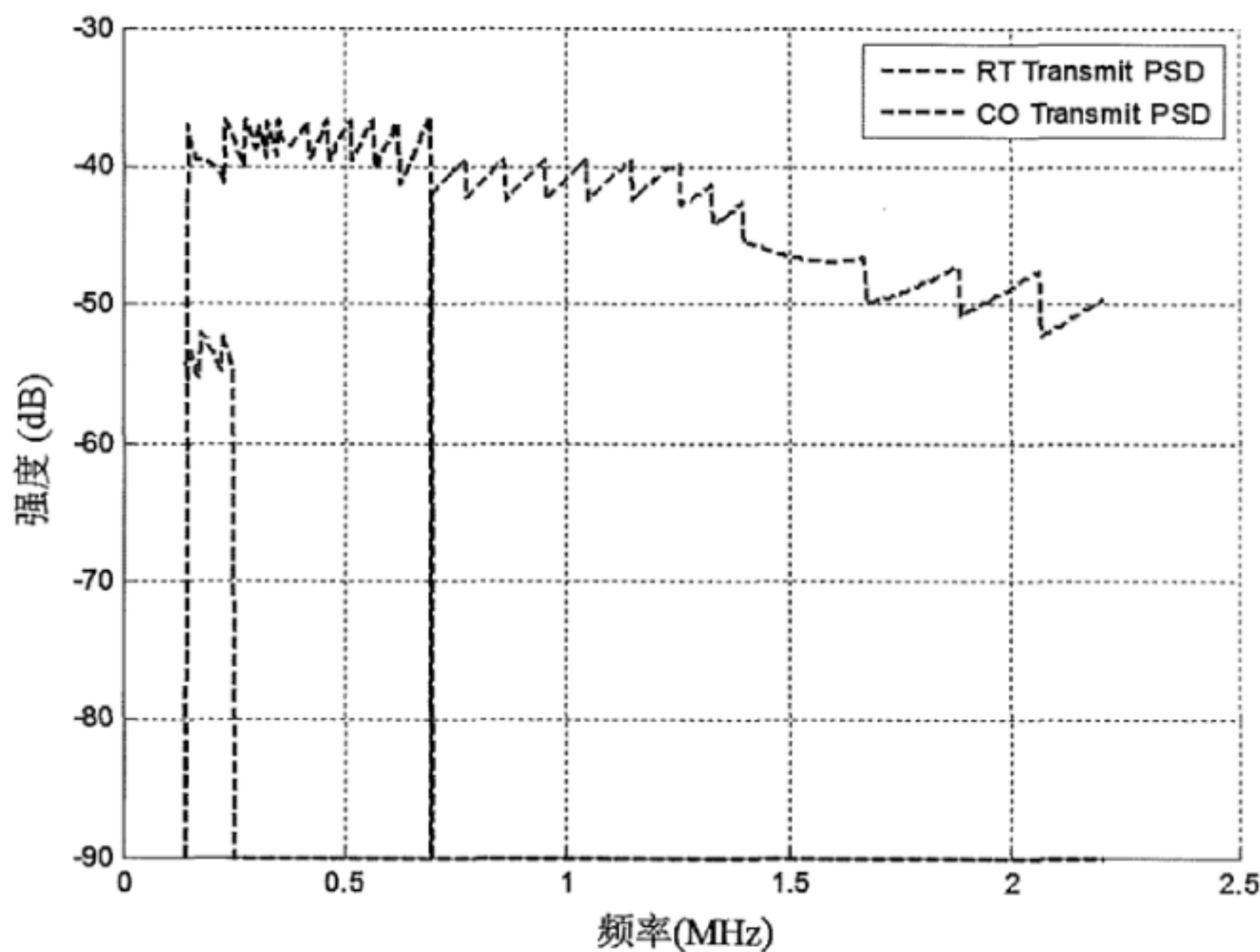


图E.19 在频段1~1.44MHz上噪声增加7dB后，在可达速率区域中，多重注水比特加载的少量损失

图 E.20 显示了 CO 侧和 RT 侧线路的目标数据率在 1.5Mbit/s 和 8Mbit/s 时的 MLWF 的 PSD 模板。图 E.21 显示了在用了 MLWF 算法后的 CO 侧和 RT 侧线路的发送 PSD，同样目标速率分别为 1.5Mbit/s 和 8Mbit/s。



图E.20 对应MLWF速率为1.5Mbit/s和8Mbit/s的CO和RT的PSDMASK



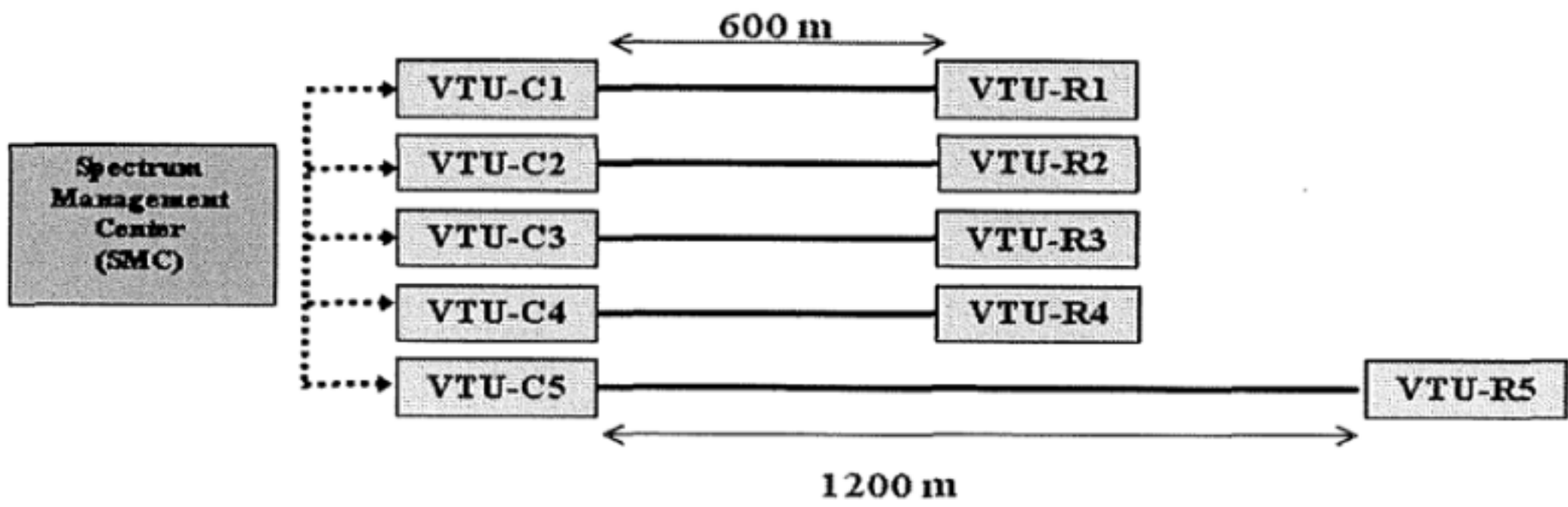
图E.21 用了MLWF的对应速率为1.5Mbit/s和8Mbit/s的CO和RT的传输PSD

E.6.3 长短线VDSL2 和矢量化DSL上行场景下鲁棒的DSM Level 2

本节通过仿真结果描述了在同捆线捆混合有矢量化短线和非矢量化长线时，分布式多级注水的鲁棒性。

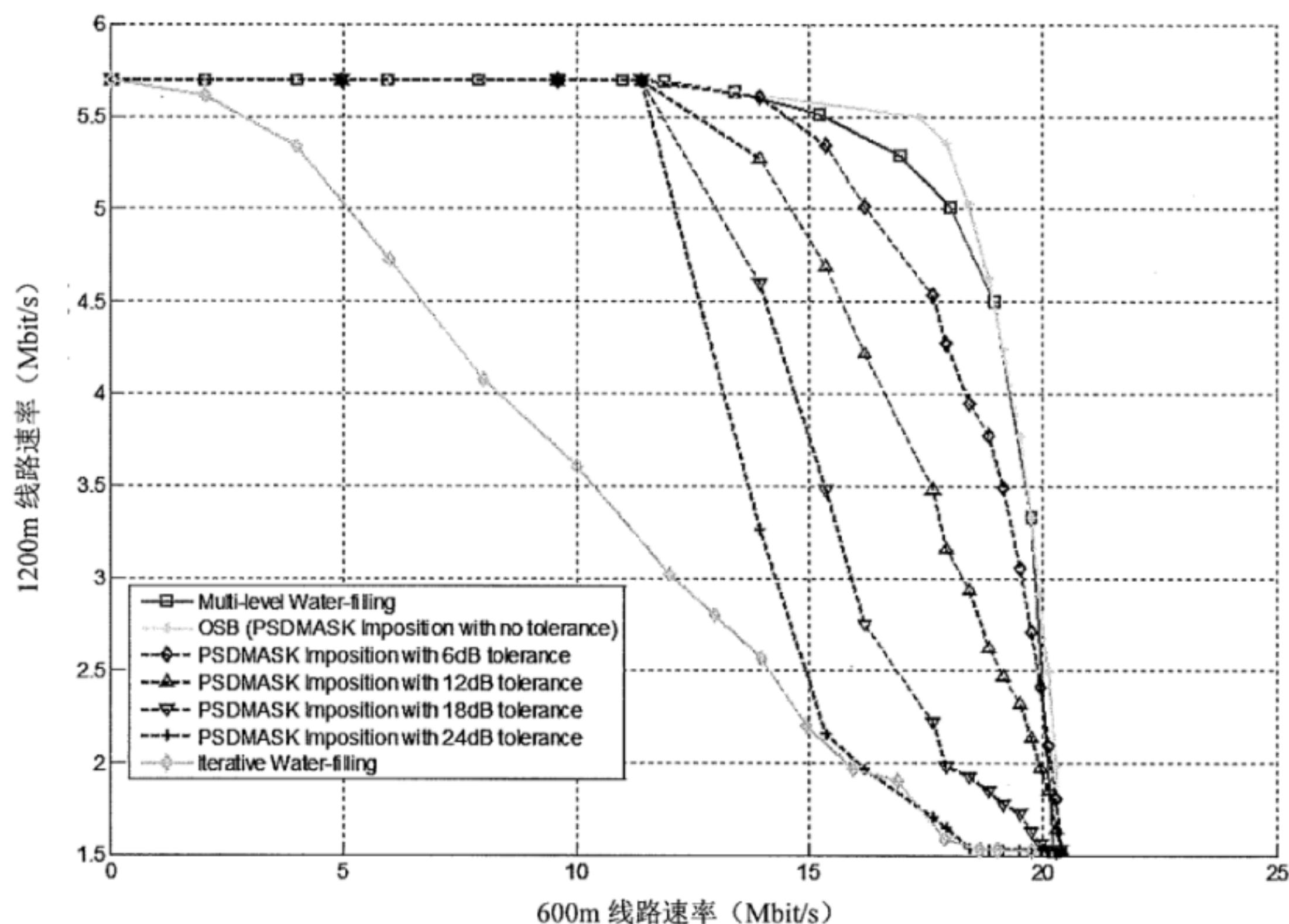
如图 E.22 显示了 VDSL2 另一个上行仿真场景，其中 4 根 600m 线路和一根 1200m 线路在同一个 DSL 线捆中。VDSL2 上行功率上限为 14.5dBm。这种 VDSL2 的场景使用 ITU G993.2 Annex A 17a 的频谱，上行频带分别为 US0 (25kHz~138kHz)、US1(3.75MHz~5.2MHz)、US2(8.5MHz~12MHz)。仿真中编码增益为 3dB、SNR gap 和目标容限分别为 9.8 和 6dB。所有线路类型都是 26AWG。

用 OSB 算法来计算集中式的 PSDMASK。计算中控制了精度以使得到的 PSDMASK 与 VDSL2 的功率限制之间差距不超过 0.15dBm。

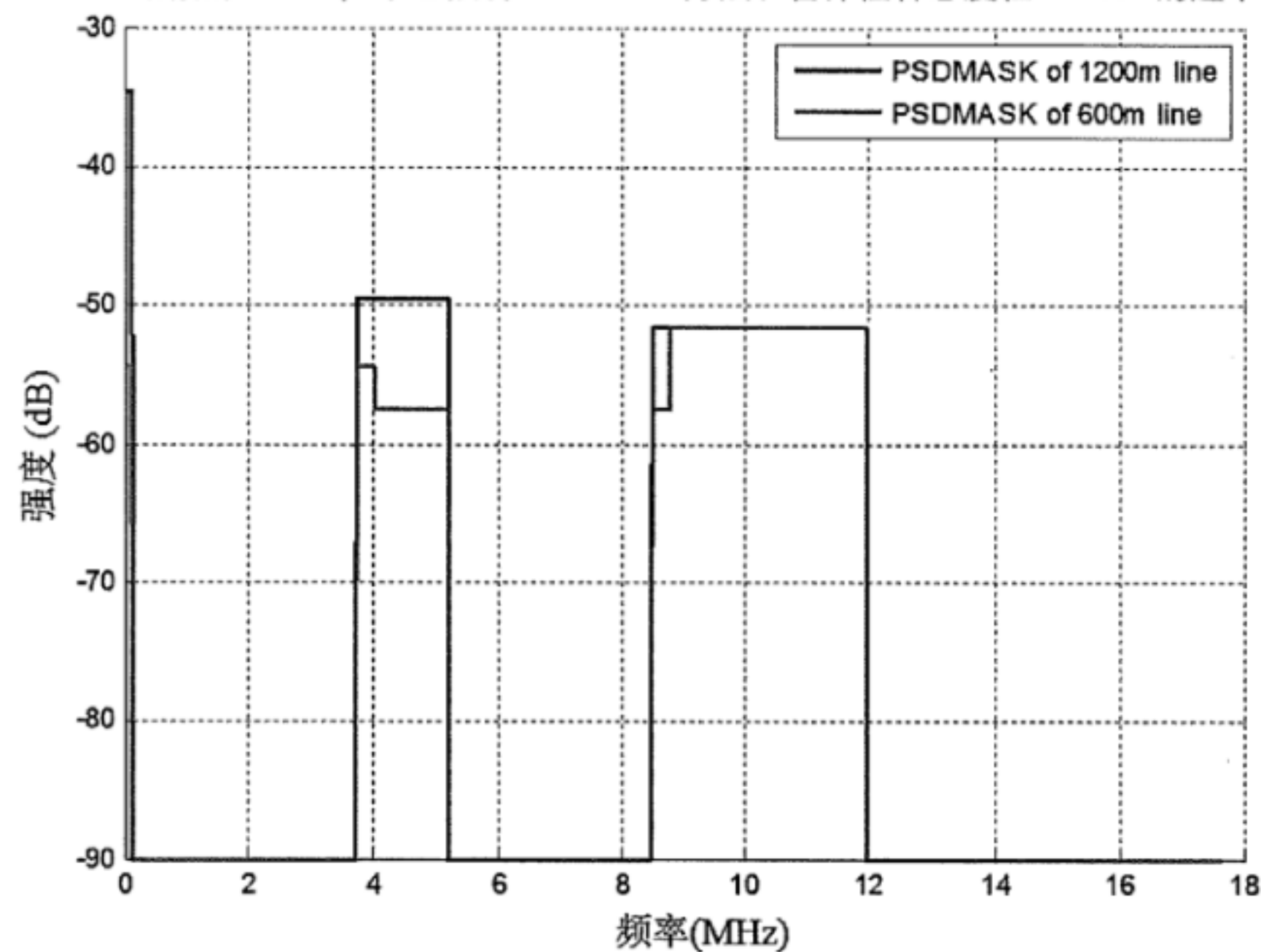


图E.22 近端VDSL2 布放场景

图 E.23 中画出了仿真结果。这些结果显示了对于 VDSL2 场景，MLWF 可以达到接近最优的性能。在使用强制集中式 PSDMASK 时，增强“鲁棒性容忍度”或增加 PSDMASK 会使得速率显著降低。等同的，如果没有鲁棒性容忍度，或者没有 MLWF，调制解调器在噪声显著变化下可能需要重训练。

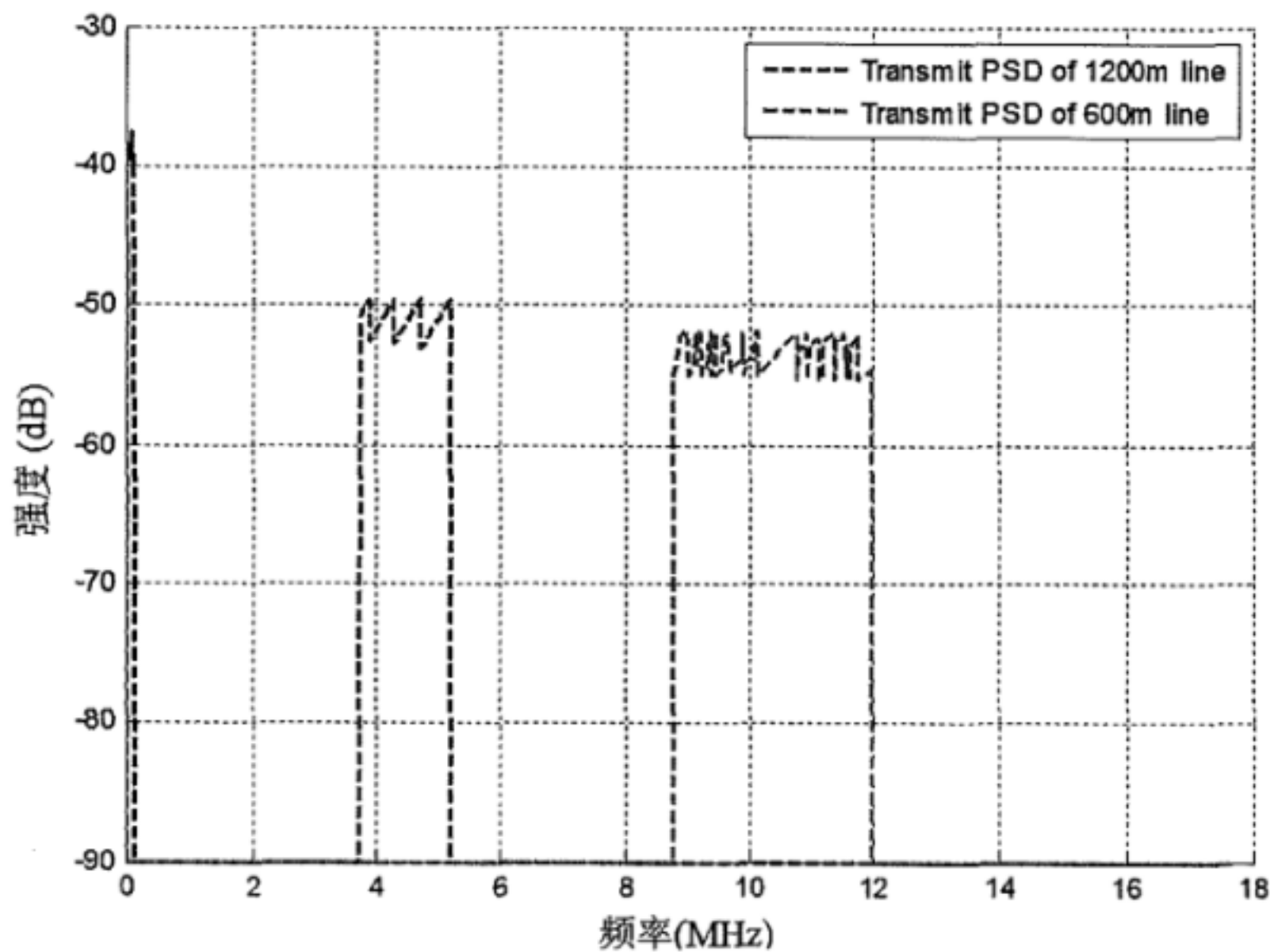


图E.23 VDSL2 场景的MLWF，中心强制PSDMASK方法和鲁棒性容忍度在6~24dB的速率区域比较



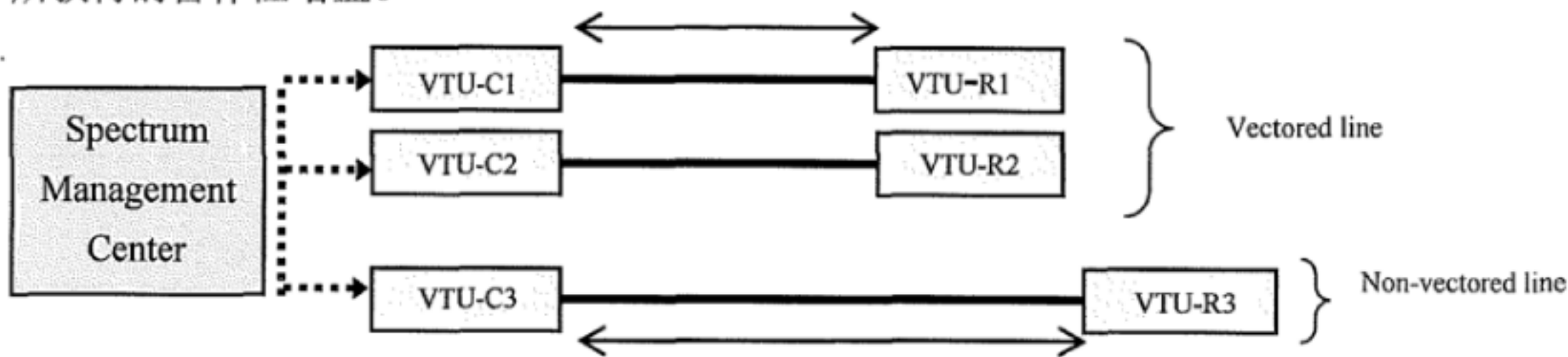
图E.24 对于1200m和600m相应速率为5.74 Mbit/s和10 Mbit/s的MLWF PSDMASK

假设 SMC 对 4 根 VDSL2 短线选择了 10Mbit/s 的目标速率用来均衡短线和长线的速率。图 E.24 显示了针对这个速率，由 MLWF 得到的 PSDMASK。图 E.25 显示了在用 MLWF 算法后，1200m 线和 600m 线分别达到目标速率 5.74 Mbit/s 和 10 Mbit/s 后，它们的发送 PSD。



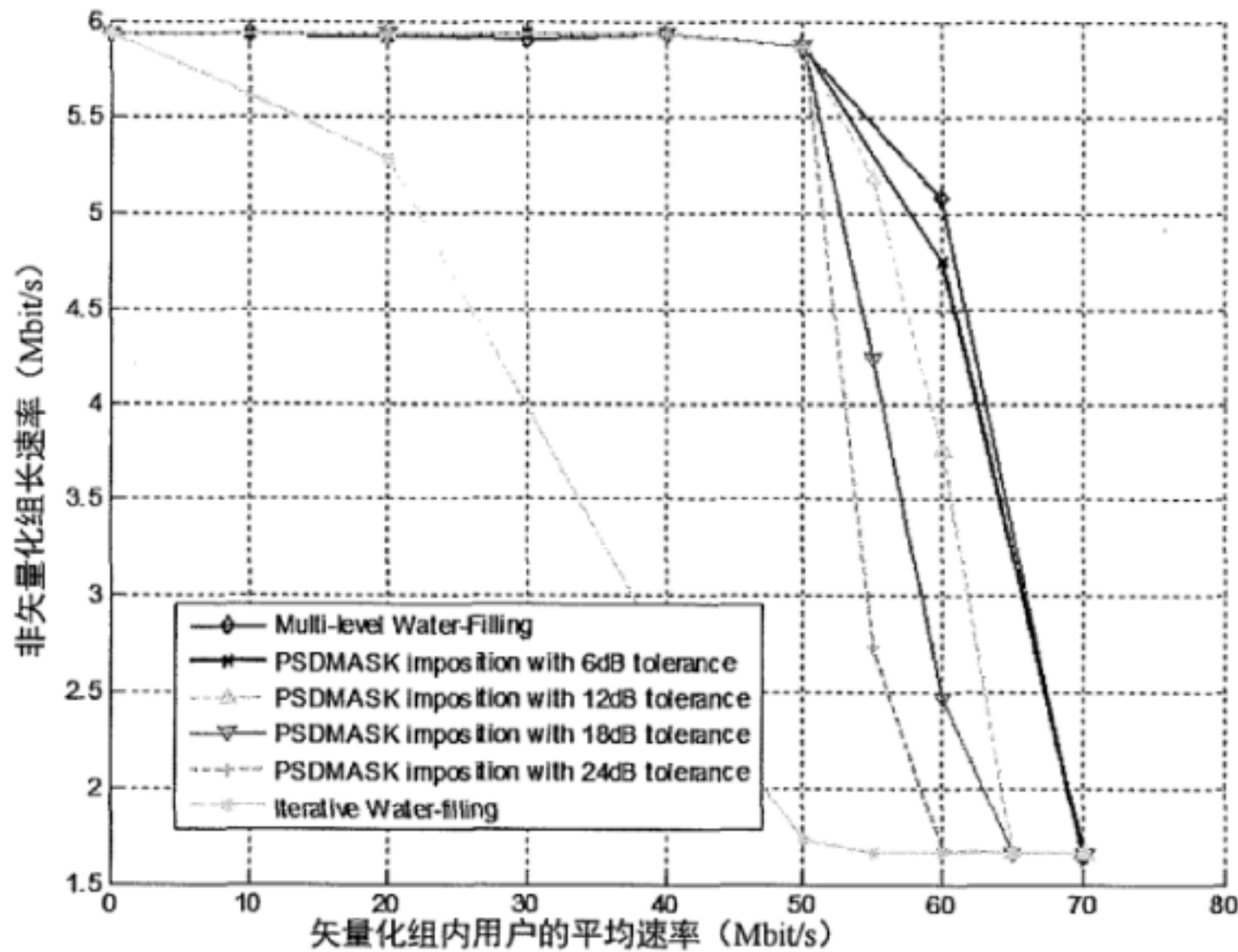
图E.25 速率为5.74Mbit/s和10Mbit/s的1200米和600米的MLWF 传输PSD

图 E.26 研究了一个上行矢量化 DSL 场景，以作为另一个示例。其中使用了集中式强制 MLWF 计算得到的 PSD，该 PSD 被用来研究混合线捆场景中线路速率的区域，同时利用该 PSD 也研究了对比分布式 MLWF 所获得的鲁棒性增益。



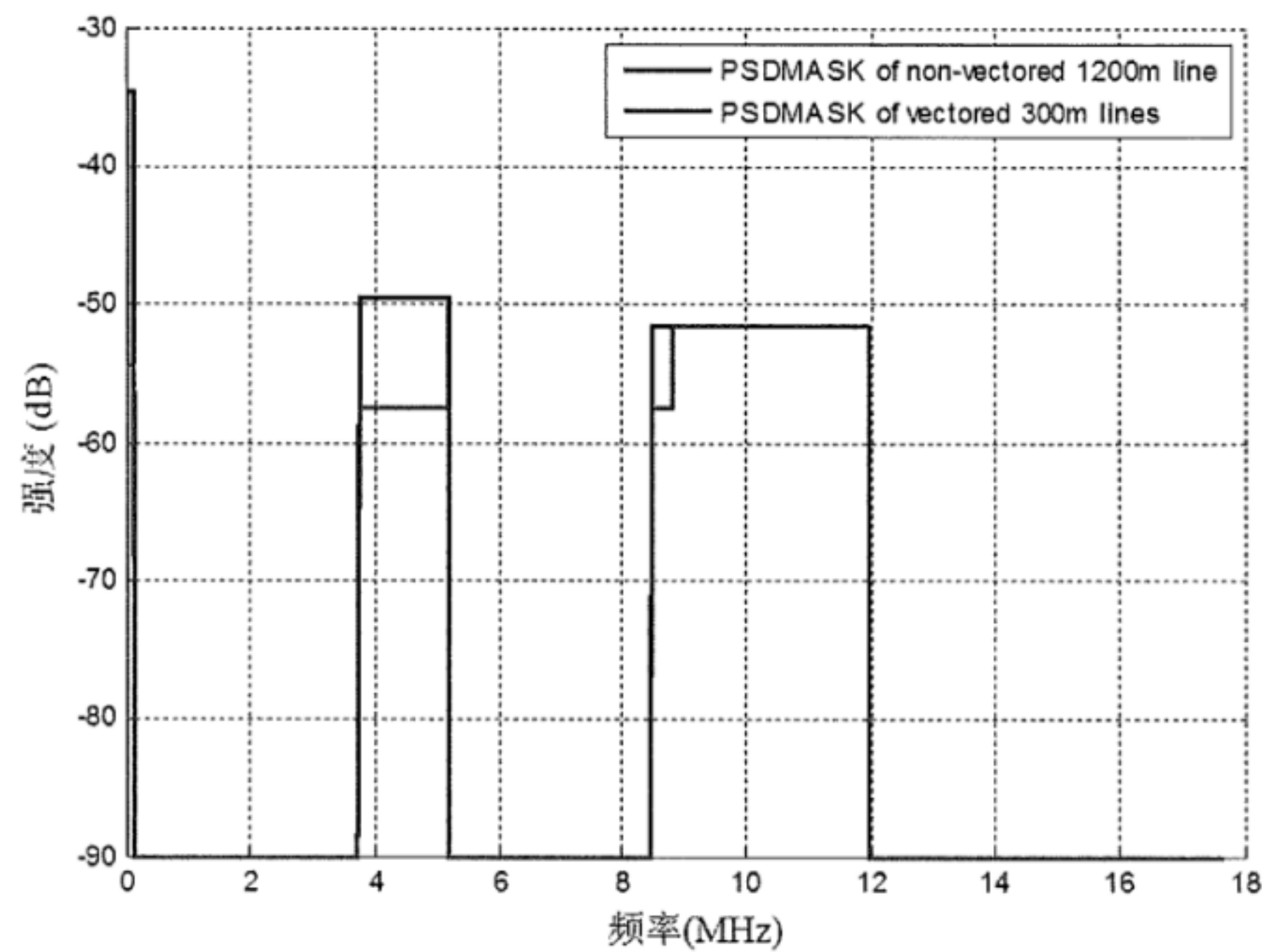
图E.26 混合线捆的矢量化DSL上行示例

图 E.27 的仿真结果显示了当鲁棒性容忍度增加时，集中式强制 PSDMASK 所提供的速率区域显著下降。

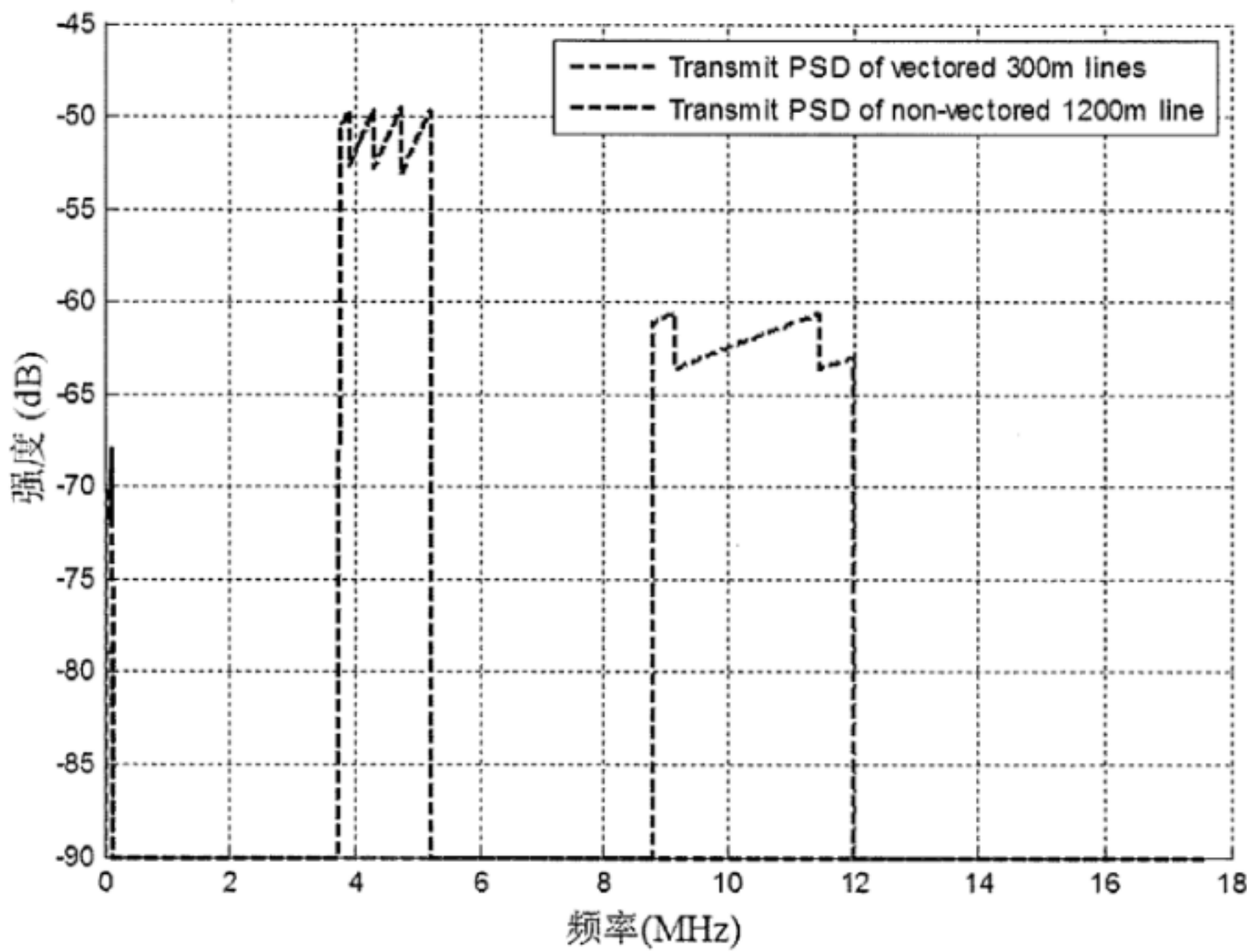


图E.27 对于混合线捆场景MLWF和用中心强制PSDMASK方法的速率区域比较

为了权衡矢量化和非矢量化线路的速率，假设 SMC 对两个矢量化 VDSL2 线路选择了 40Mbit/s 的目标速率。图 E.28 显示了为了这个目标速率，由 MLWF 计算的 PSDMASK。图 E.29 显示了对于速率分别为 5.94Mbit/s 和 40Mbit/s 的 1200m 非矢量化线路和 300m 矢量化线路在用了 MLWF 算法后的发送 PSD。



图E.28 相对于5.94Mbit/s和40Mbit/s速率的1200m非矢量化和300m矢量化线路的MLWF PSD模板



图E.29 相对于5.94Mbit/s和40Mbit/s速率的1200m非矢量化和300m矢量化线路的MLWF 发送PSD

E.6.4 稳定和鲁棒性比较——一个具体的案例研究

本节描述了一个案例，用于研究分布式多级注水算法的稳定性和鲁棒性。
从经验看，如果网络中使用集中提供但不鲁棒的 PSDMASK（用 OSB 或者近 OSB 优化方法计算的）

进行频谱均衡，失败的概率会比较高。尽管对于任何 DSM 算法包括 MLWF 系统，都不能保证不发生重训练，但是一个分布式鲁棒的 DSM 管理系统可以降低这种失败的概率。在有波动的 FEXT 和其他现有 DSL 网络中经常出现的间歇性噪声下，这节的案例描述对比了当前的 DSM 算法。

在所提出的 DSM 算法的稳定和鲁棒性的案例研究中，考虑了随时间昼夜变化的网络场景。在这个案例中，DSL 调制解调器在晚间可能被关掉或者进入节能模式，在白天又可能被打开。对于越来越多的调制解调器在白天从关闭或睡眠模式中被“唤醒”的场景中，评估了这个网络的稳定性。在该案例研究中，比较了 MLWF 算法和集中式频谱管理方法（称为“PSDMASK 强制”）的鲁棒性。这个集中式频谱管理方法是在 SMC 中集中地用 OSB 或者 OSB 近似优化算法来计算 PSDMASK，并且在 DSL 线路上用该 PSDMASK。满足 6dB 的容限下，通过朝着目标比特速率最大化的比特速率可以获得集中式强制 PSDMASK。实际中，既不允许减少比特速率，也不允许改变模板，因而不允许中心频谱管理系统对频谱自动适应。

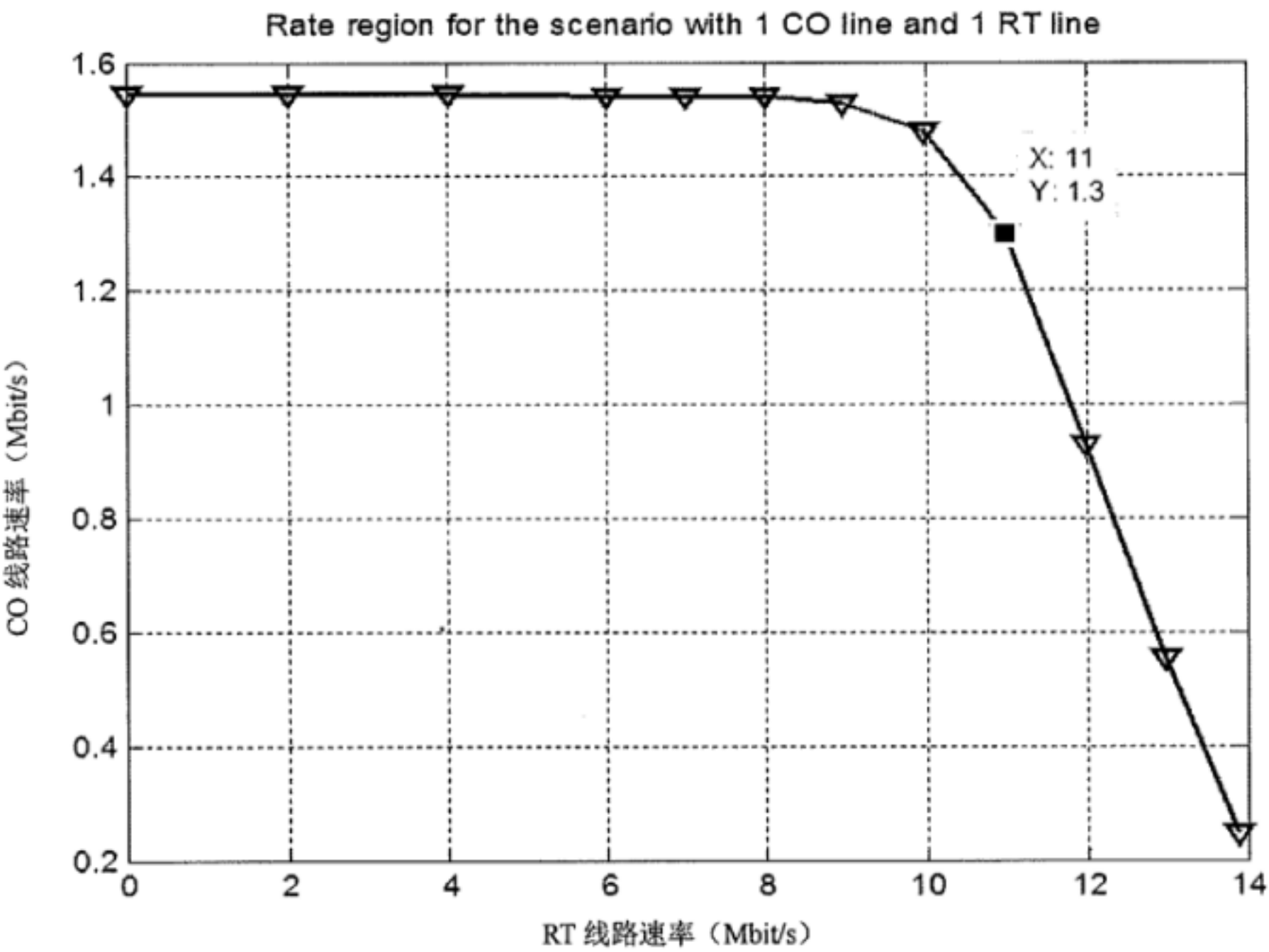
ITU-T ADSL、ADSL2、ADSL2+和 VDSL2 标准有些机制，这些机制提供了通过动态调整 SRA、MAXSNRM 和 SOS 改变比特速率或者发送 PSD 的灵活性，用以替代集中式频谱管理。

该案例研究中显示，强制 PSDMASK 的集中式频谱管理在间断性噪声改变的环境中是不鲁棒的。这是因为在有潜在强串音的频带，OSB 算出的低 PSDMASK 使得 DSL 线路不能适应噪声变化。因此用集中式计算的 PSDMASK 的 DSL 线路可能会导致不期望的重训练，这是因为 DSL 线路不能适应噪声变化，且如果不重训练无法提高 PSDMASK。另一方面，MLWF 通过让调制解调器适应噪声变化从而 DSL 调制解调器所做的 DSL 操作是鲁棒的。

这节选用 ADSL2 和 ADSL2+下行场景，其中 CO 端铺设的 ADSL 线是 4000m，RT 端线路是 2000m，RT 和 CO 相隔 3000m。这和图 E.15 有一样的线路长度，但是 DSL 线路类型和数目不同，噪声也不相同。初始时，只有一根 CO 端线路和一根 RT 端线路，然后第二根 RT 端线路激活，从而背景噪声在 0.53~2.2MHz 的频段上增加了 6.5dB。编码增益设置为 3 dB，SNR gap 和目标容限分别设置为 9.8dB 和 6dB，ADSL2+ 的下行发送功率限制不超过 20.4dBm，所有线路的类型为 26AWG。这节比较了用 MLWF 的 DSM 系统和用集中式并精确设置的 PSDMASK（使用 OSB）的 DSM 系统（相当于用强制 PSDMASK 的集中式频谱管理系统）。当一根 RT 端线路和一根 CO 端线路激活时，让 SMC 设置 PSDMASK。一根 CO 端线路和一根 RT 端线路的速率范围由图 E.30 所示。假定 SMC 选取速率(11, 1.3)Mbit/s 来平衡 CO 和 RT 用户的速率。SMC 试图在所有时段来维持这个速率组，即使噪声变化了（当噪声增加时线路的目标速率不变）。因此，如果 DSL 调制解调器在正的 SNR 容限、低于 PSDMASK 发送 PSD 以及低于最大可行功率的发送功率前提下，在完成了比特/增益交换后无法保持住目标速率，它会重新训练。

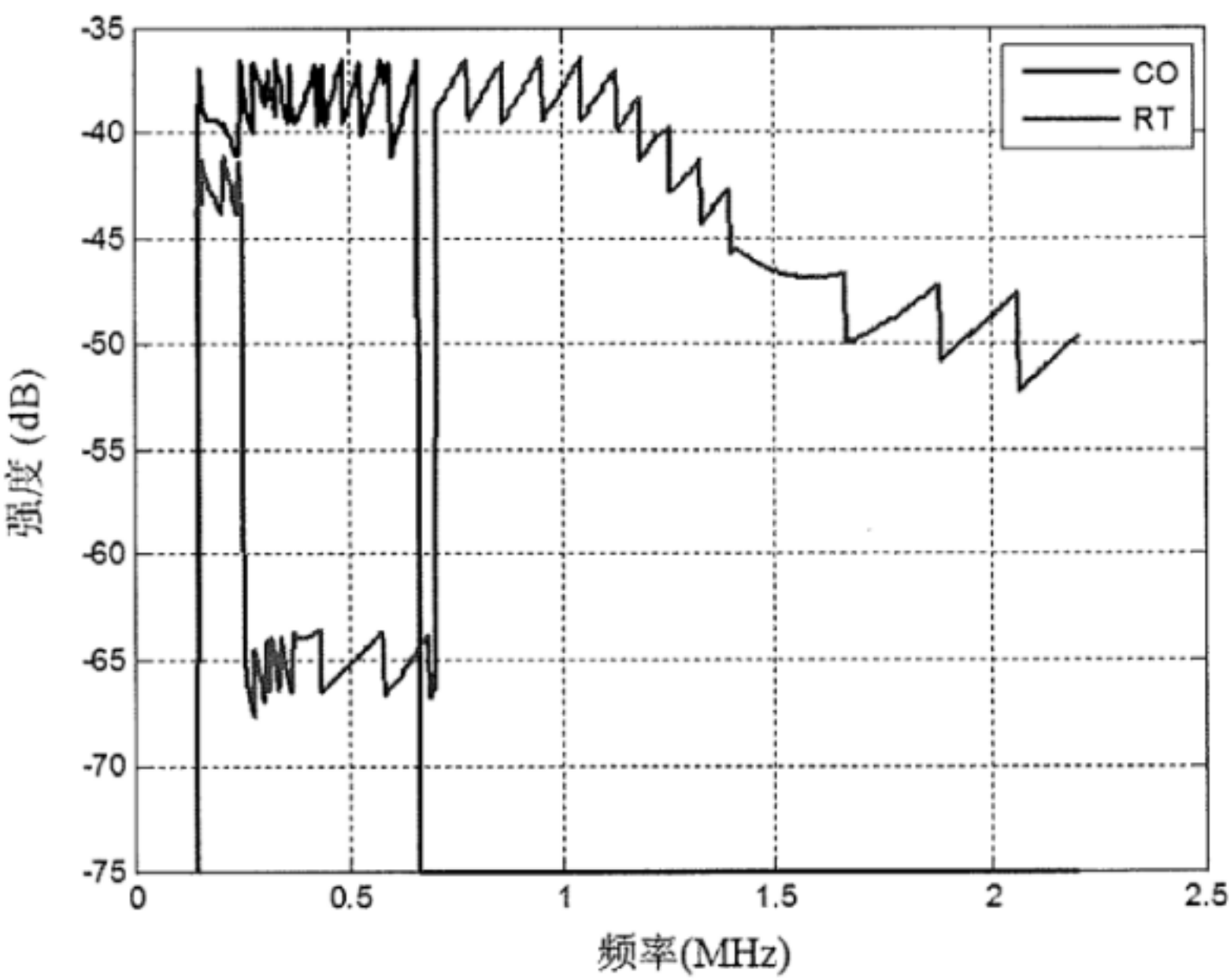
图 E.31 显示了对于速率 (11, 1.3) Mbit/s（非常接近 OSB 所计算得到的）的用 MLWF 的传输速率。用集中式频谱管理计算 PSDMASK（或者功率回退参数）去逼近 OSB 的性能，并且把这个集中式计算的 PSDMASK 用于 CO 和 RT 线路。在这个案例研究中，假定集中式频谱管理方法提供了由 MLWF 计算出的发送 PSD 作为最优 PSDMASK（或者功率回退参数）的近似，该 PSD 在 CO 和 RT 调制解调器上被用于频谱整形以准确匹配图 E.31 的形状。与之前不同的是，MLWF 不会设置一个低的 PSDMASK，而交互一个图 E.32 中的 PSDMASK 作为替代，这个 PSDMASK 相对于标准 PSDMASK 在频段[0.15MHz,0.25MHz]和[0.25MHz,0.7MHz]上会低一点（分别为 1, 2dB）。正如本例所使用的，MLWF 也指示了 RT 线路通过设置低 MAXSNM 例如 MAXSNRM = TSNRM=6 dB 来加载比特。因为 TSNRM 等同于 MAXSNRM，RT 调

制解调器扫描 0.13MHz~1.3MHz 下行频段的 PSDMASK, 得到两个频段[0.15MHz, 0.25MHz] 和 [0.25MHz, 0.7MHz], 且在这两个频段上用 MLWF 算法加载比特。为了整数比特的变化量, 两个模板都用 -40 dBm/Hz -2.5 dB 的容忍度 (因此在平均模板为 -40dBm/Hz 的频段中, 模板峰值为 -37.5 dBm/Hz)。图 E.31 显示了用 MLWF 算法后的 CO 和 RT 发送 PSD。



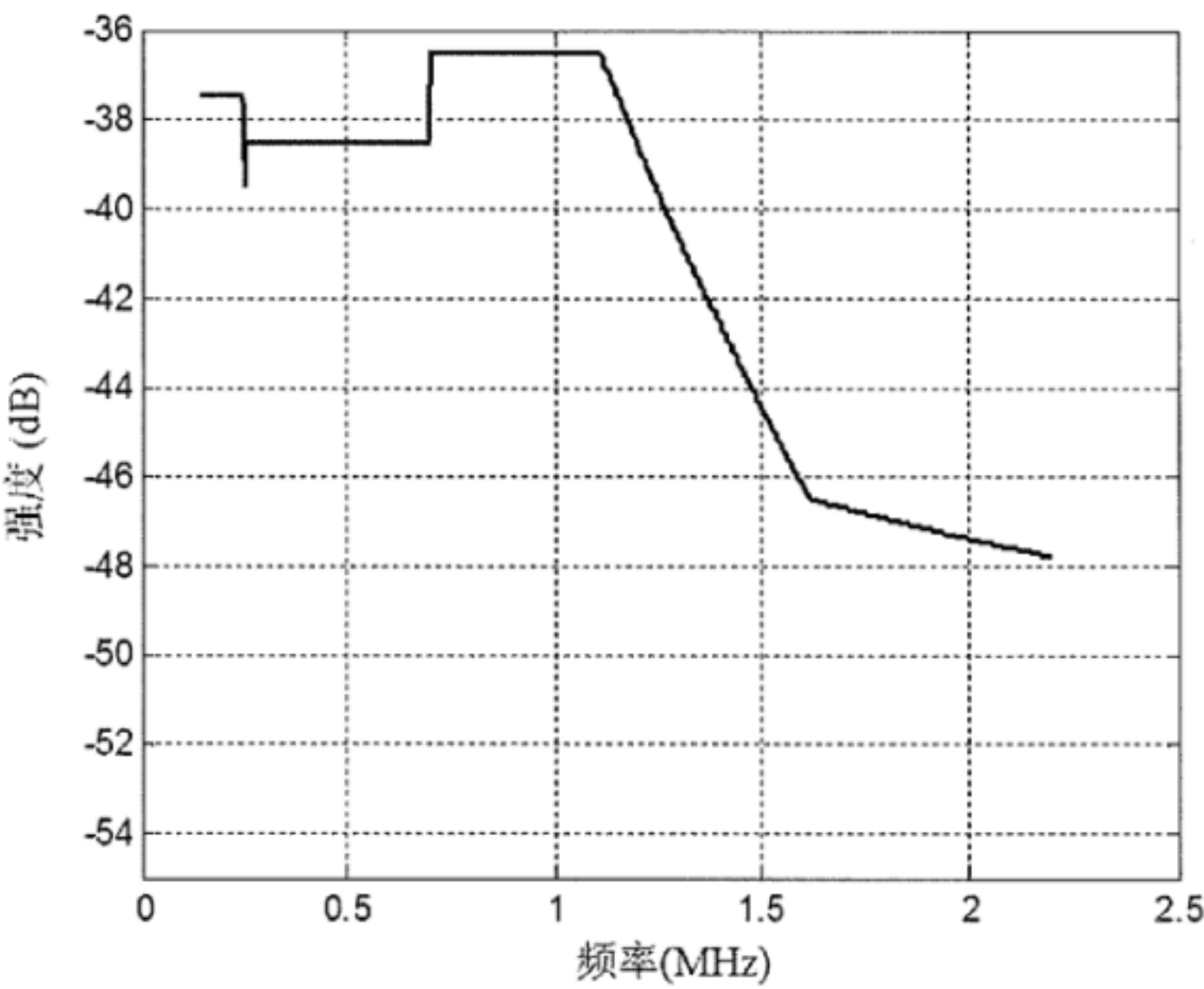
图E.30 一根RT和1根CO线路开启时的速率区域

图 E.33 中显示了初始化阶段的比特分布, 图 E.34 分别显示了 CO 和 RT 线路的背景噪声和所有背景噪声+串音。



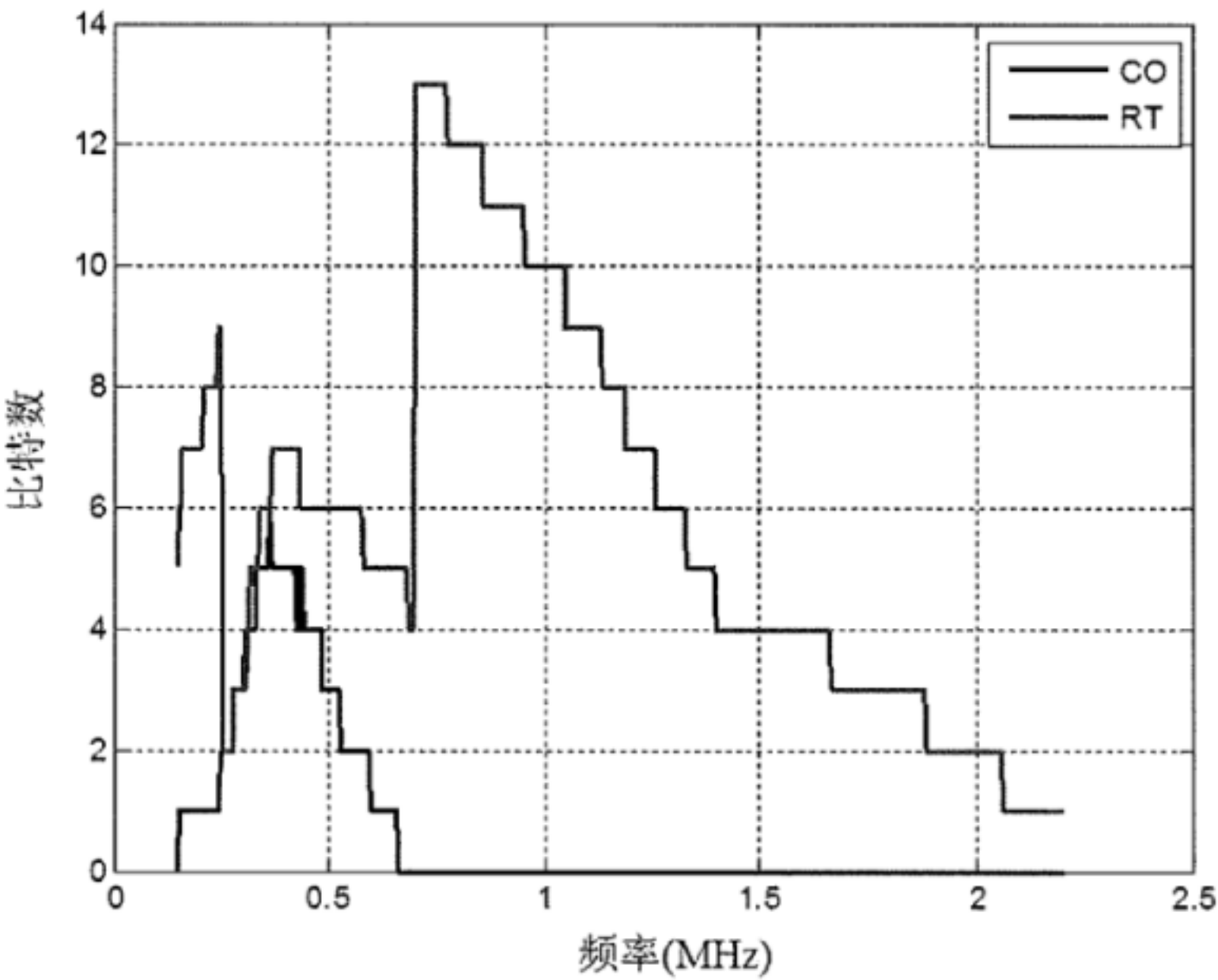
图E.31 速率 (11, 1.3) Mbit/s的传输PSD (MLWF计算的)

其中, 同样的发送 PSD 也作为集中式频谱管理方法的集中式计算的 PSDMASK。

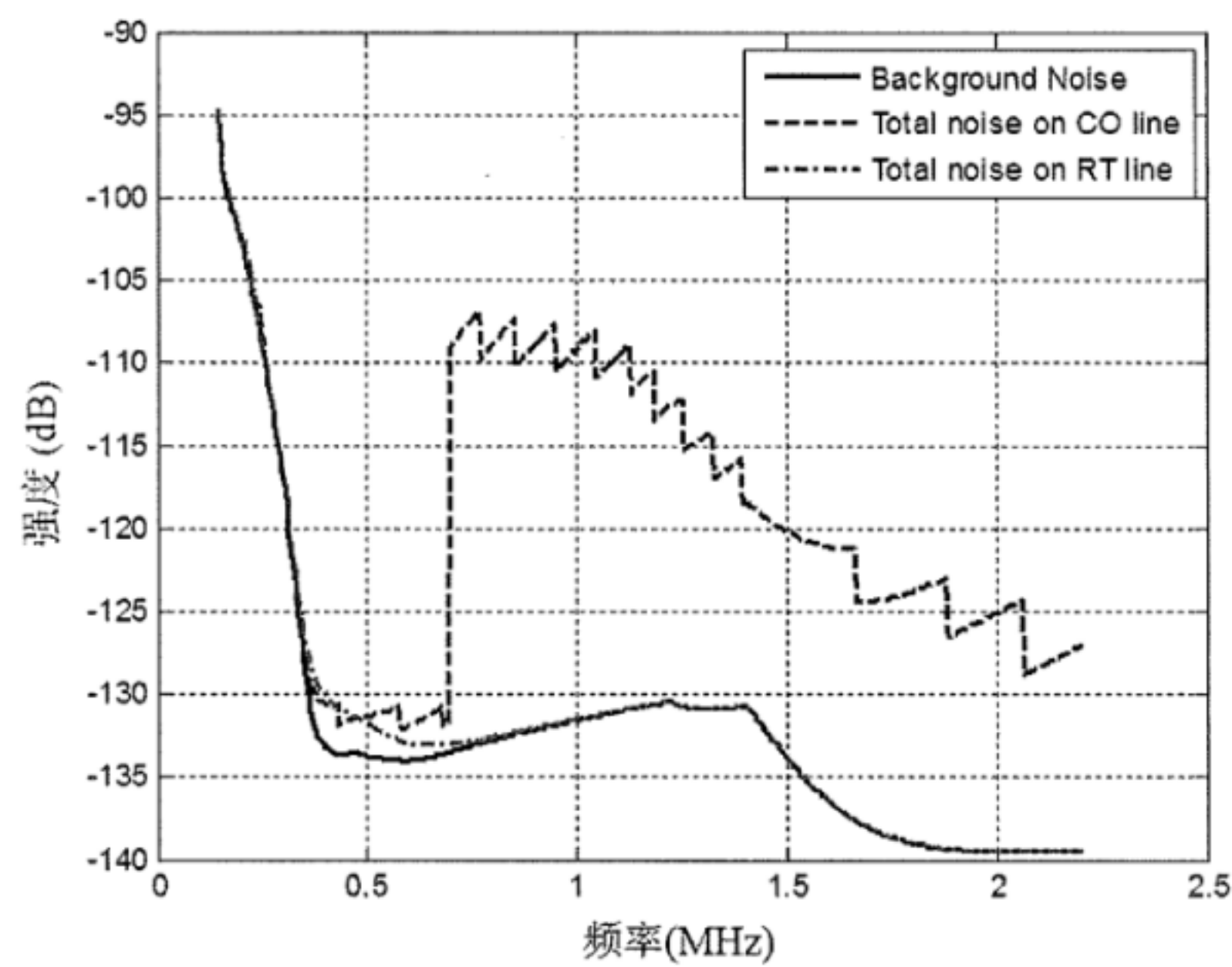


图E.32 在RT线路上由SMC设置的MLWF PSDMASK

其中，每个载波上最大的 RT 传输 PSDM 受提升的 PSDMASK 限制，而不允许 PSDMASK 随 FEXT 和噪声波动去适应线路的 PSD。

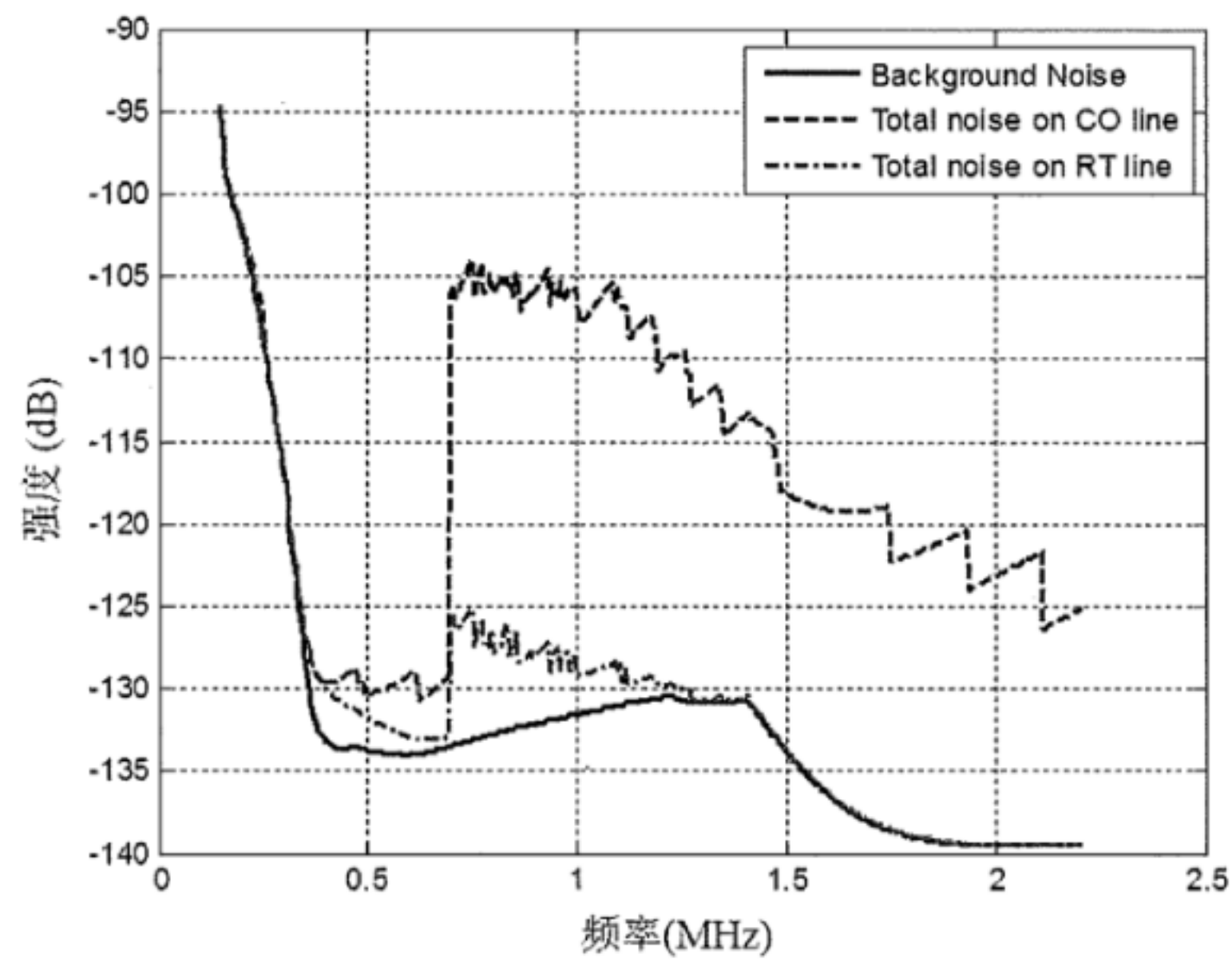


图E.33 速率(11, 1.3) Mbit/s.初始的CO和RT线路的比特分布

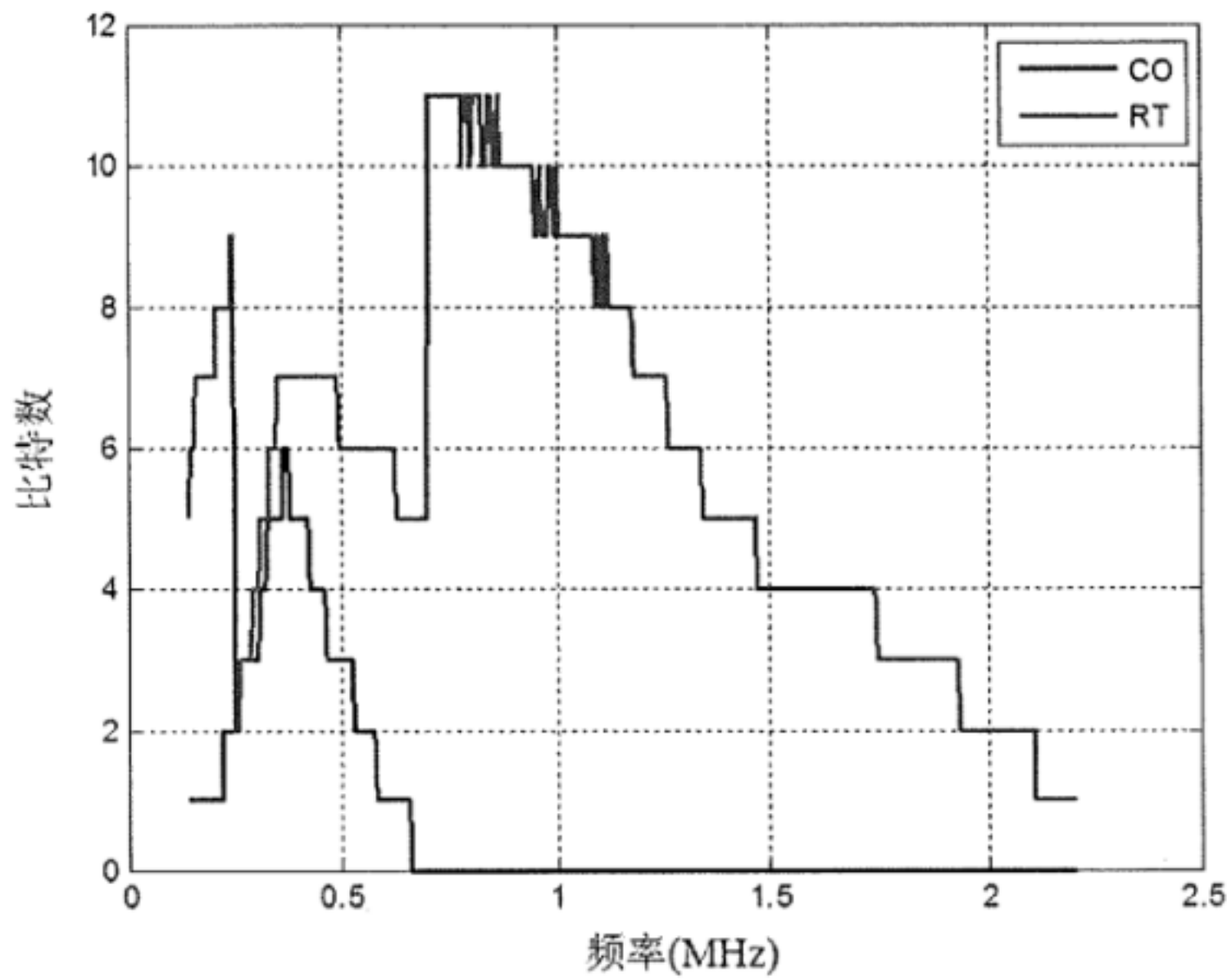


图E.34 CO和RT线路上的噪声（噪声增加之前）

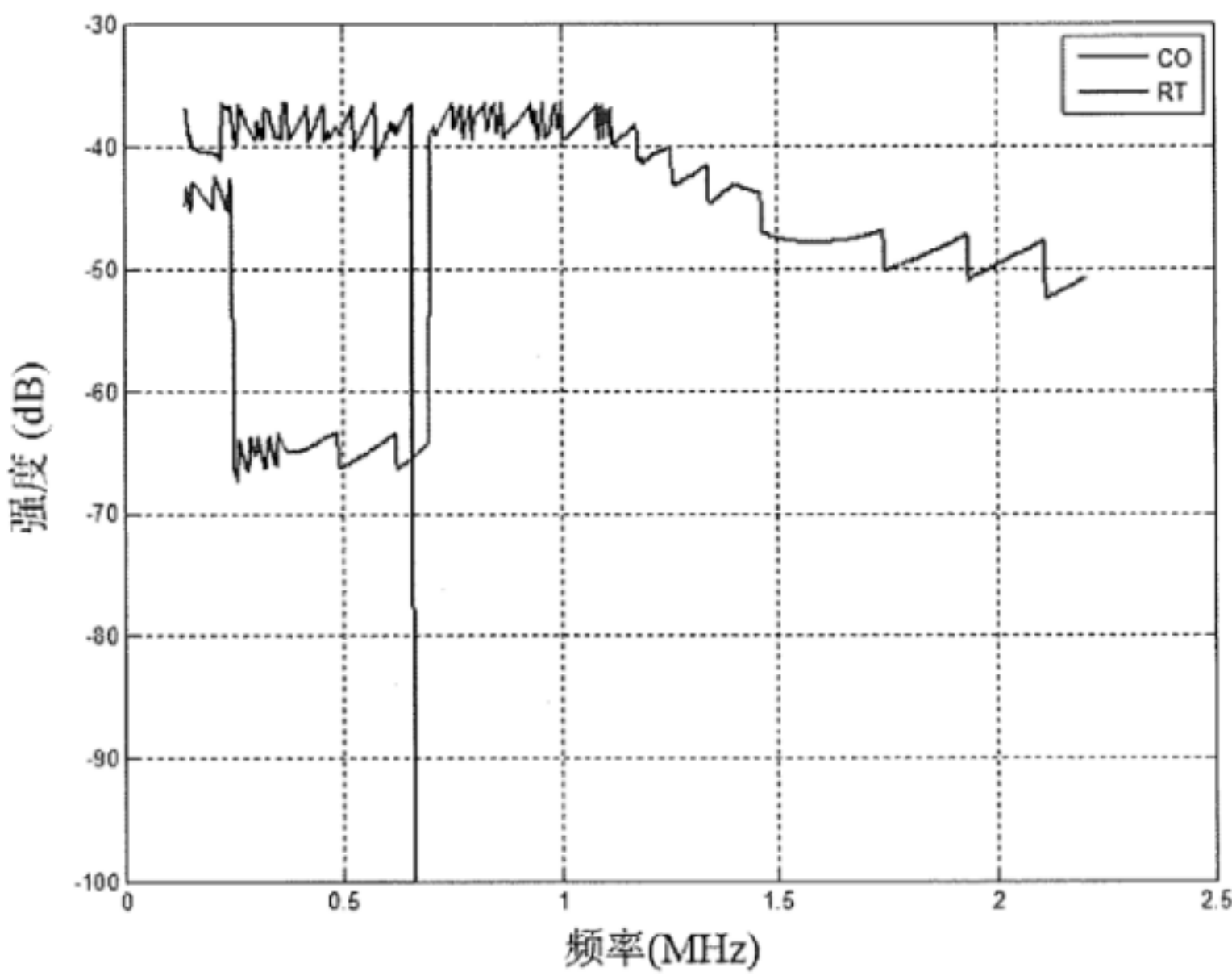
当第二条 RT 线路（和第一条 RT 线路有同样的 PSD，且一样长为 3000m）启动后，MLWF 能够通过不同的频段上重新分配比特来保持(11, 1.3) Mbit/s 的速率，同时使得 CO 和 RT 线路都能够达到一个容限为 5 dB 的稳定点。RT 和 CO 线路的新的所有噪声、比特分布和发送 PSD 分别在图 E.35、图 E.36 和图 E.37 中显示。比特分布的模式没有显著改变。在这个案例中，CO 线路有 12 比特的交换，RT 线路有 107 比特的交换。



图E.35 当第二根RT线路启动时，CO和RT线路的 MLWF的总噪声

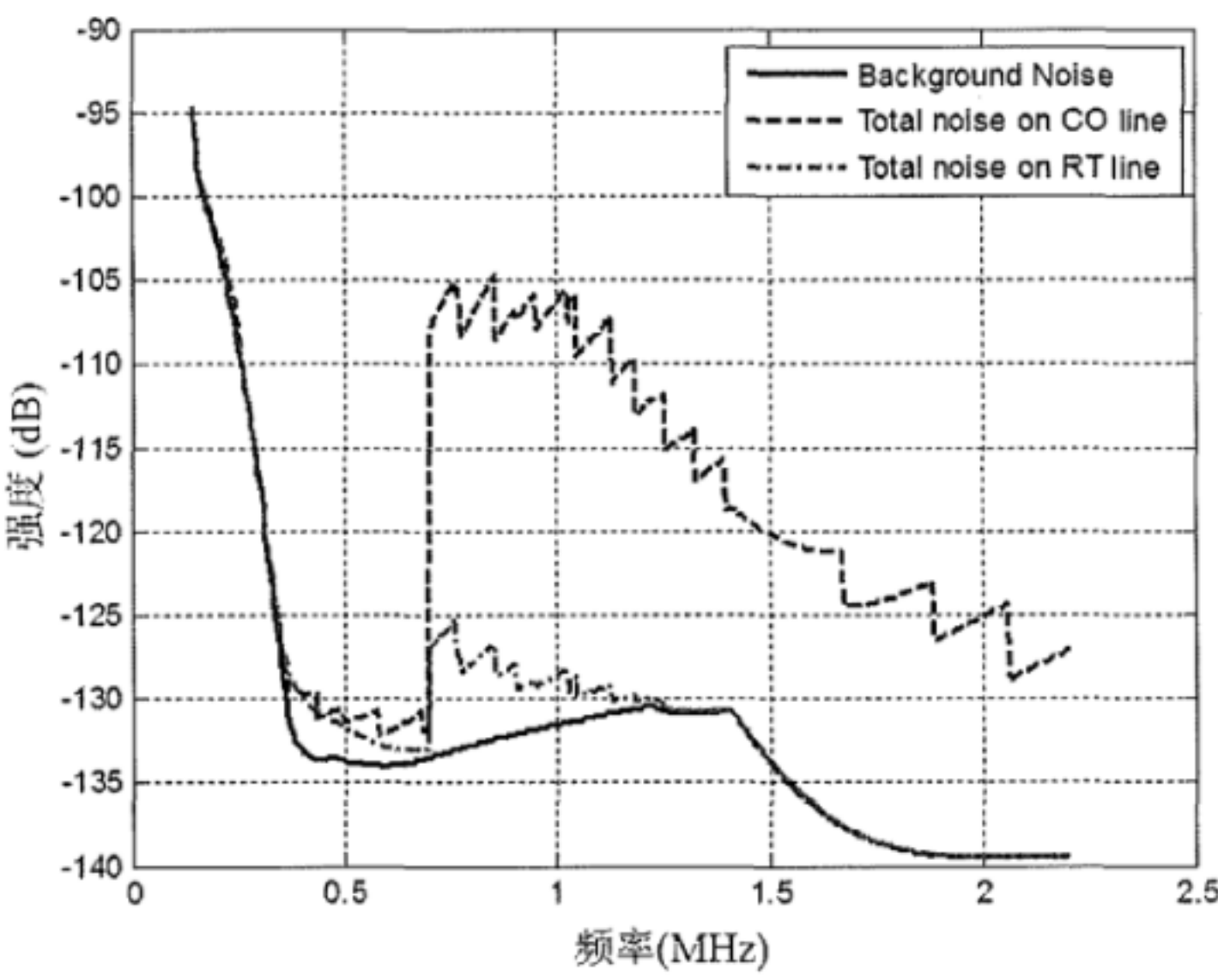


图E.36 当第二根RT线路启动时，MLWF的比特分配

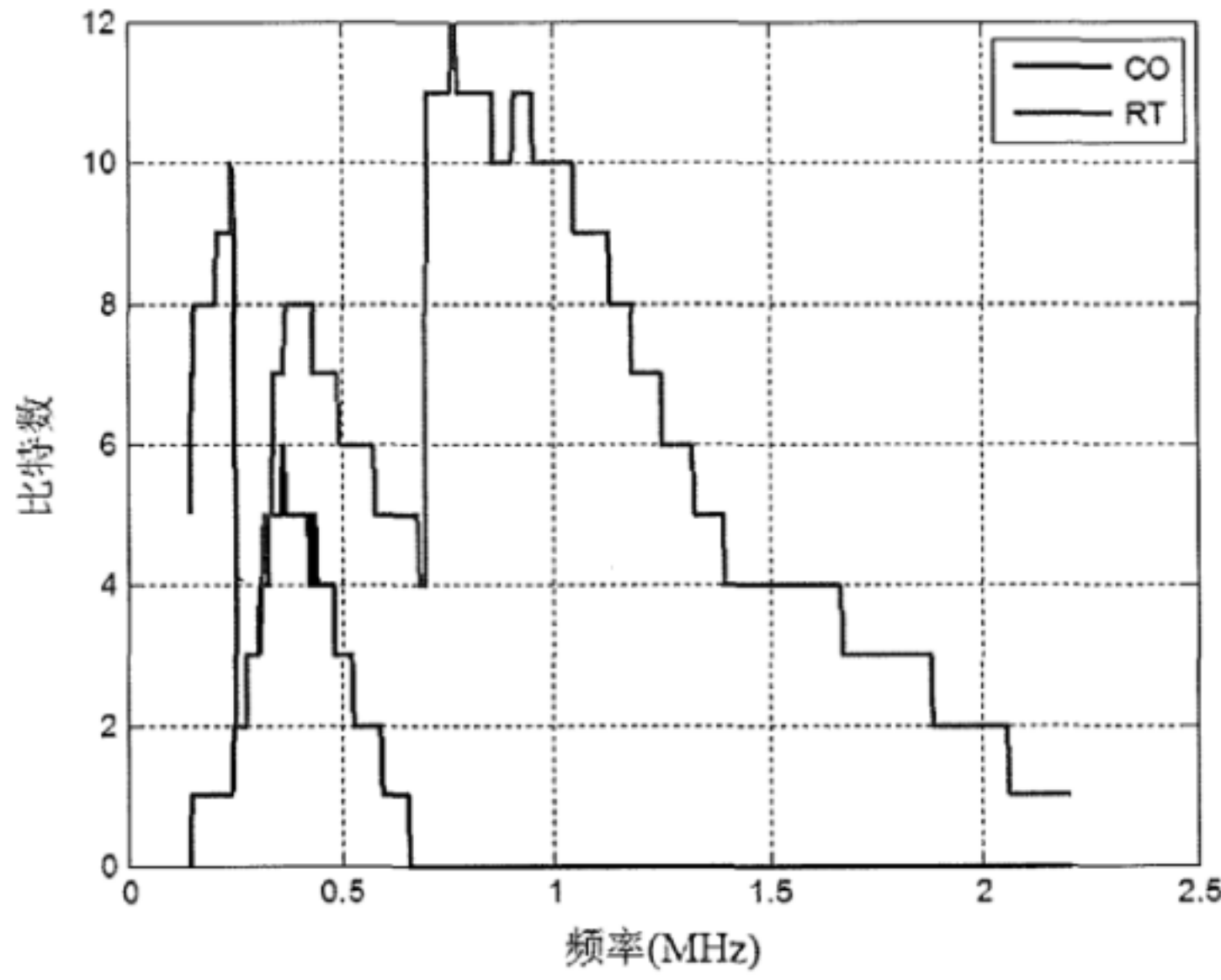


图E.37 当第二根RT线路启动时，MLWF的传输PSD。第二根RT线路和第一根RT线路的传输PSD相同

强制PSDMASK的集中式DSM方法仅在初始化阶段中设置了最优的PSDMASK，同时比特加载算法必须始终遵循这个模板（如果SMC下发新的PSDMASK，则需重训练）。除非重训练且SMC下发的新较高的PSDMAKS，调制解调器不能发送超过了已有的由强制PSDMASK的集中式DSM方法所设置的较低的最优PSDMASK。集中式DSM方法不能充分动态调整以避免重训练。因此，当第二根RT线路启动时，RT线路的容限从6dB 降到3dB来维持(11, 1.3) Mbit/s的速率组合。图E.38和图E.39分别显示了有强制PSDMASK的集中式DSM方法的噪声和比特分布模式。在RT线路上总共有63个比特交换。但是相对于在第二根RT线路启动时MLWF具备的5dB容限，该方法的SNR容限上惩罚严重（3dB）。因而，SMC在初始化训练之前设置了较低的PSDMASK后，集中式DSM方法不能有效地适应噪声变化。



图E.38 当第二根RT线路启动时，在CO和RT线路的集中式频谱管理的所有噪声



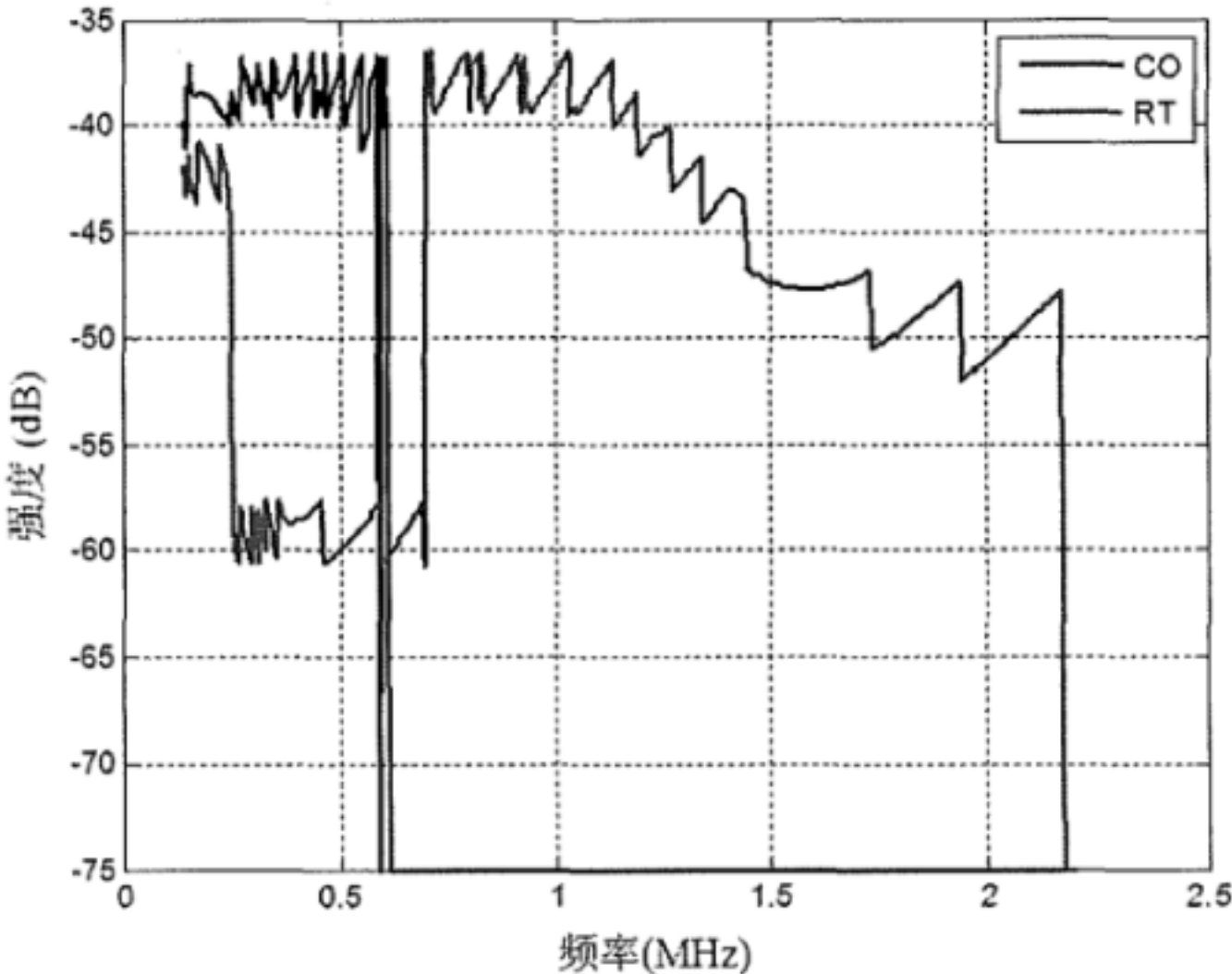
图E.39 当第二根RT线路启动时，有强制PSDMASK的集中式DSM方法的比特分布

第三步，在第二根 RT 线路启动之后，考虑额外的外部串音或者间歇性的噪声，这些噪声在一天内在 0.53MHz~2.2 MHz 频段上逐步增加了 6.5dB。

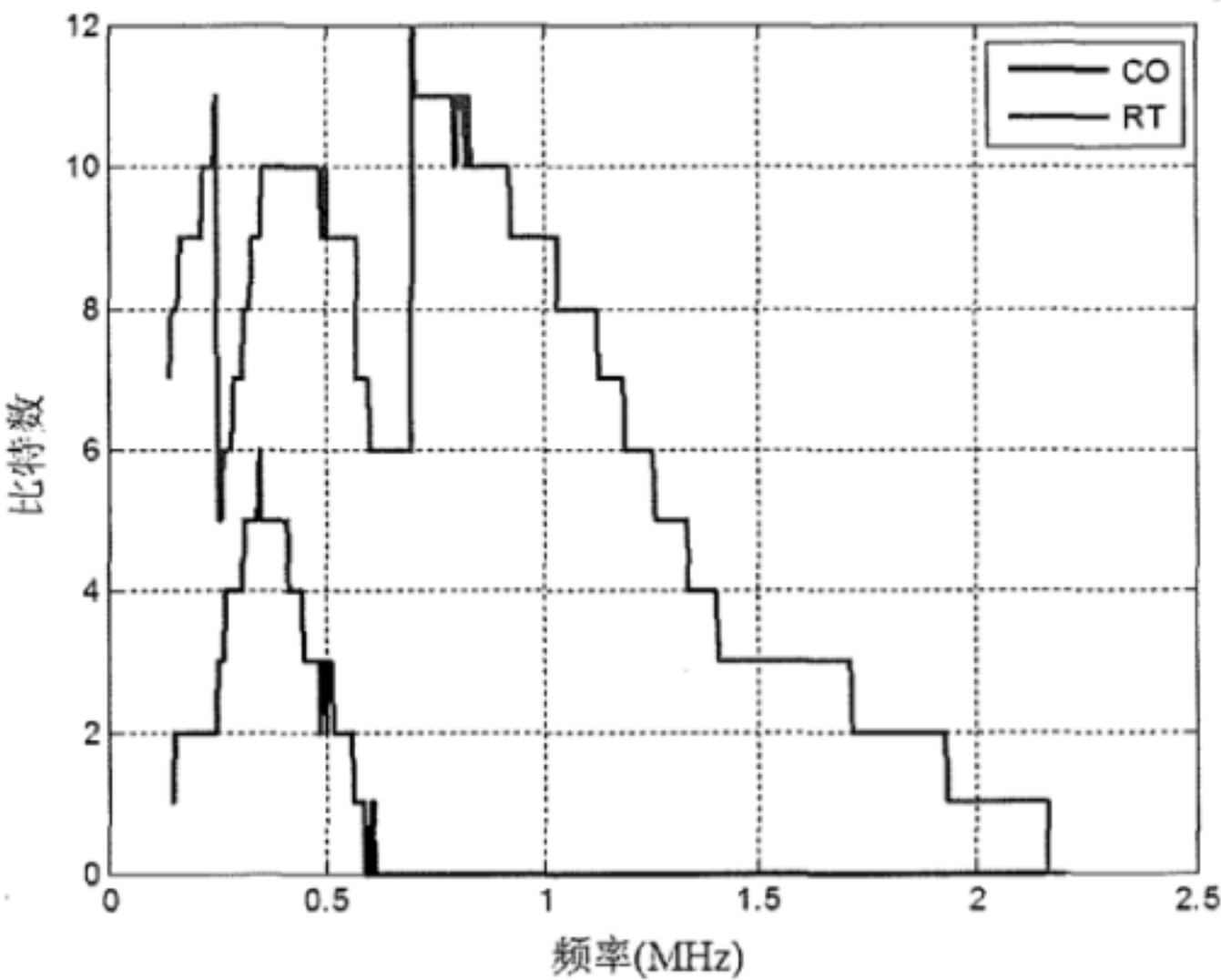
相应的，MLWF 可以随着噪声增长把高频段的比特移到低频段来保护 RT 线路并且维持 11Mbit/s 的目标速率。图 E.40 到图 E.41 分别显示了噪声变化后发送 PSD、比特分配和 CO 与 RT 线路的噪声。注意到在使用 MLWF 下，在 0.25MHz~0.7MHz 频段上的 PSD 上升了 10dB，以维持 RT 线路的稳定操作。当 MLWF 算法达到新的稳定点时，CO 和 RT 线路各自需要交换 35 和 276 比特。做完比特交换之后，在 CO 和 RT 线路 MLWF 的新的 SNR 容限为 2.0dB。需要注意的是，通过比较图 E.38 到图 E.42 中 CO 线路的所有噪声，可以看出这个案例中的噪声是与频率相关的。因此，尽管背景噪声增加了 6.5dB，在通过比特

和增益交换重新分配了比特和 PSD 后，CO 线路的容限从 5dB 降到了 2dB，只降了 3dB。即使噪声增加 6.5dB 是瞬间增加的，MLWF 也能够适应这个变化，并且紧随该噪声的增加而快速进行了新的平衡比特分配下，从而使得系统容限从近 0dB 快速回到最终的 2.0dB。因而不像有强制 PSDMASK 的集中式 DSM 方法那样，本方法不需要重新训练。

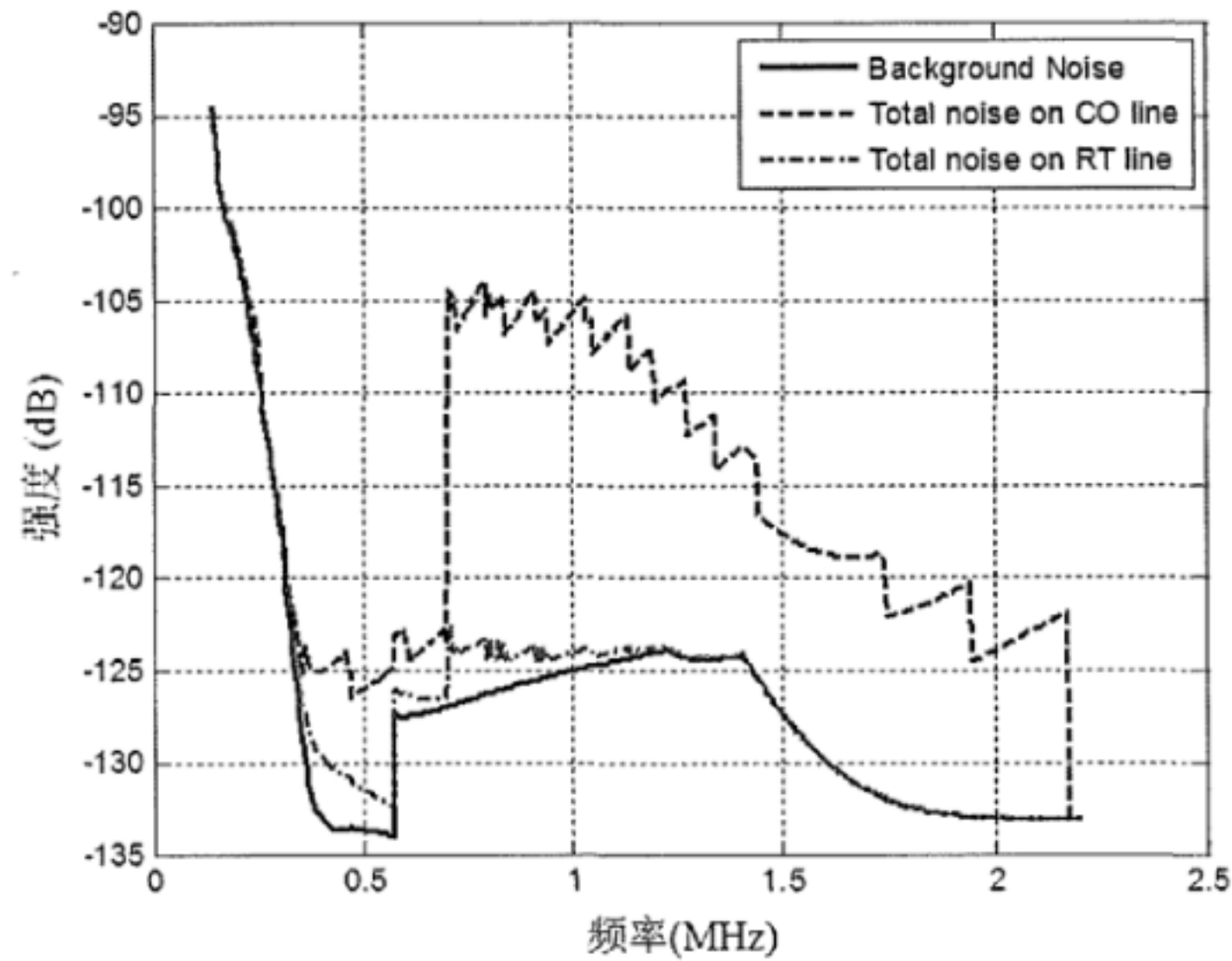
一般而言，MLWF 会在 250 kHz~700 kHz 较低的频段降低最大可能的比特数，从而平衡所有载波上并最大化所有子载波上的最小化容限。比特被交换到较高的频段(700kHz 以上)，直到进一步的交换被 PSDMASK 或者总功率限制住。因此，在频段 250kHz~700kHz 设置更高的 PSDMAKS，使得调制解调器有更强的适应力以应对任何噪声增加，并且如果更高的频段在正容限下已经达到最大 PSDMASK 或者最大功率水平，那么 MLWF 算法仅会在上述 250kHz~700kHz 分配比特（和能量）。



图E.40 在频段0.53~2.2 MHz的每日背景噪声增加6.5dB的MLWF的传输PSD



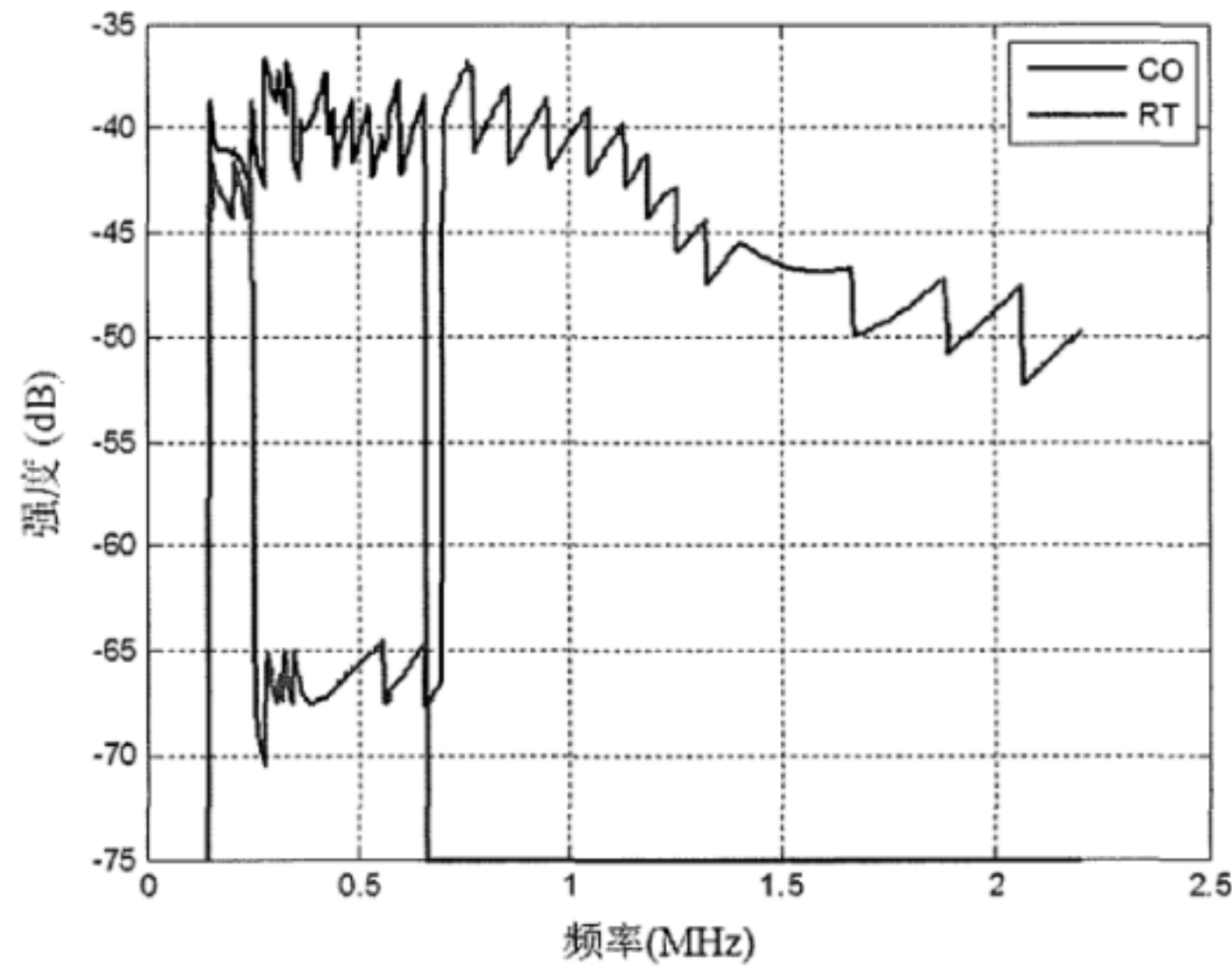
图E.41 在频段0.53~2.2 MHz的每日背景噪声增加6.5dB的MLWF的比特分布



图E.42 在频段0.53~2.2 MHz的每日背景噪声增加6.5dB的CO和RT线路的MLWF的所有噪声

对于有强制的 PSD 模板的集中式 DSM 方法，因为在初始化时设置了非常低的 PSDMASK，因此 RT 端调制解调器不能把比特移到较低的频段。图 E.43 到图 E.45 显示经过了一天背景噪声增加后，集中式频谱管理方法的发送 PSD、比特分布以及 CO 和 RT 端线路的噪声。在 RT 端线路上，对于集中式 DSM 的比特交换是 121 比特。然而，即使通过 121 比特交换用于补充和增加 SNR 容限，系统容限却还是始终低于+0.54dB，当 RT 端线路有持续的误码和包传输错误时，RT 端线路被迫重训练。对于有强制的 PSD 模板的集中式 DSM 方法，避免重训练的唯一方式是在较低的频段上增加 PSDMASK，但是如果这样做，因为单级注水算法达不到(11, 1.3) Mbit/s 的速率组合（分布式 MLWF 在任何时候都能保持这个速率而不需要重训练），它的性能在初始阶段噪声增加之前会下降。

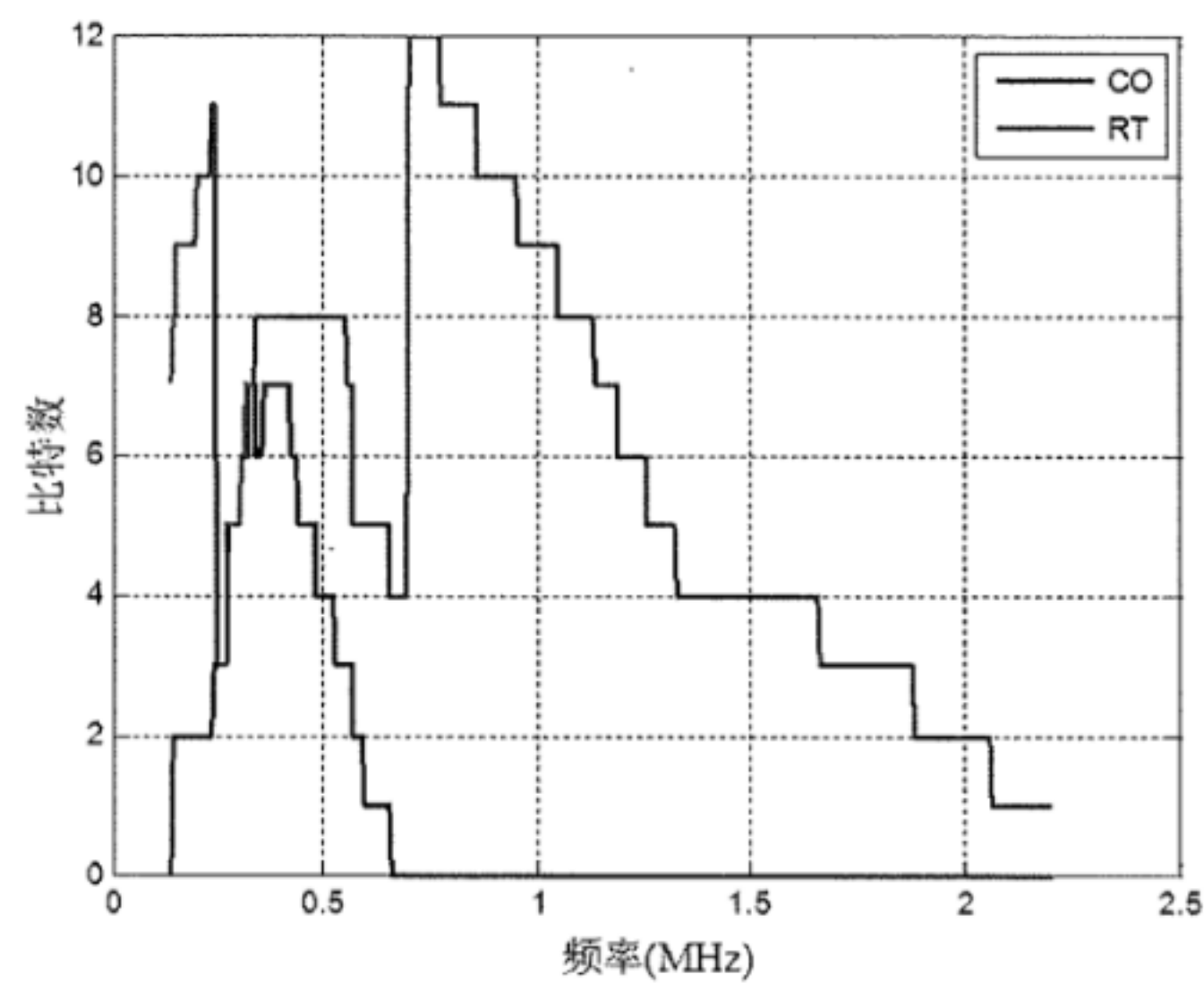
在这个案例研究中，表 E.4 总结并比较了 MLWF 和有强制的 PSD 模板的集中式 DSM 方法的 SNR 容限和比特交互的仿真结果。



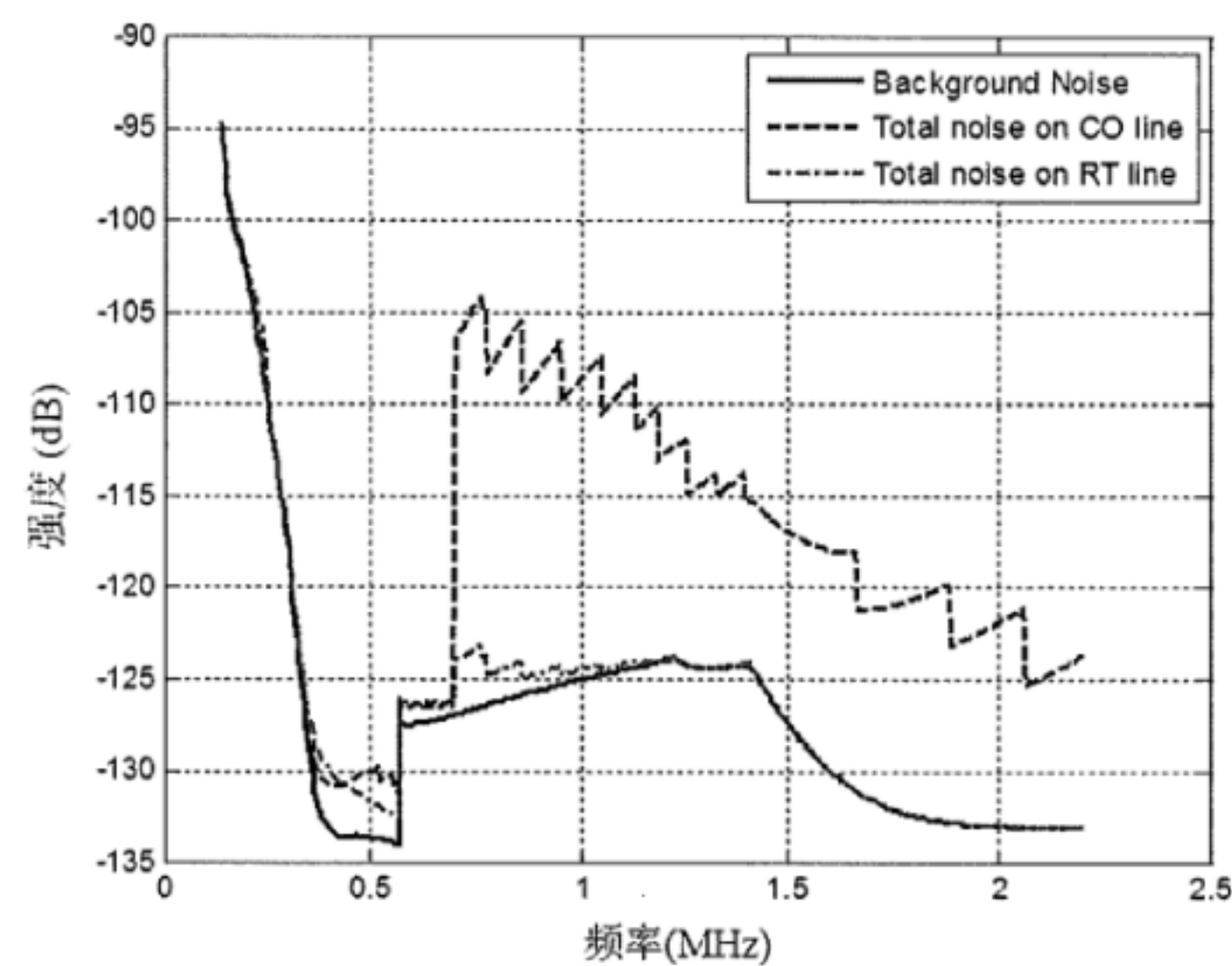
图E.43 在频段0.53~2.2 MHz的每日背景噪声增加6.5dB后，集中式频谱管理方法的发生PSD

其中，发送 PSD 在[0.2~0.7] MHz 不能提升，因为 PSDMASK 设置非常低，而 MLWF PSD 在噪声增

加后，在频段[0.2~0.7] MHz 可适应。



图E.44 在频段0.53~2.2 MHz的每日背景噪声增加6.5dB后，集中式频谱管理的比特分布



图E.45 在频段0.53~2.2 MHz的每日背景噪声增加6.5dB后，使用强制PSDMASK的集中式DSM方法的CO和RT线路的总噪声

表E.4 MLWF和强制PSDMASK方法的SNR容限和比特交换总结

	MLWF		PSDMASK 强制的集中式 DSM	
	CO 和 RT 端线路 SNR 容限	CO 和 RT 端线路的比特交换	CO 和 RT 端线路 SNR 容限	CO 和 RT 端线路的比特交换
初始化（1 个 CO 和 1 个 RT 在一个线捆中）	6 dB	0	6dB	0
第二根 RT 线路启动后	5 dB	119	3 dB	63
背景噪声增加后	2 dB	311	-0.54 dB (且重新训练)	121

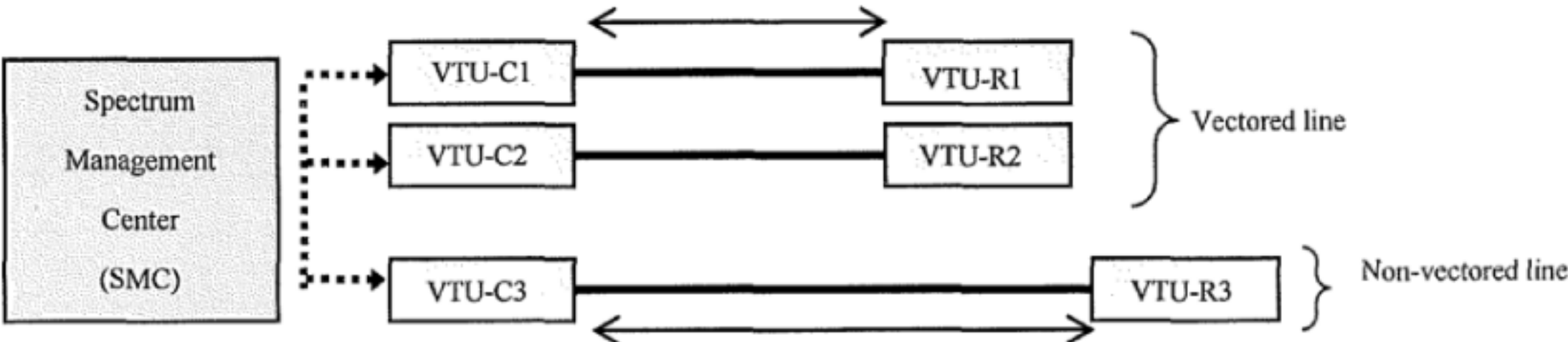
表 E.4 使用 MLWF 和 PSDMASK，CO 和 RT 线路不重新训练并维持最初的速率所能得到的均衡的最

大 SNR 容限。表中同时给出 CO 和 RT 线路的比特交换。

E.7 矢量化和非矢量化混合场景的Level3 DSM性能

E.7.1 上行矢量化/非矢量化混合场景

图 E.46 表示了一个简单的上行矢量化/非矢量化 VDSL2 混合的场景。该 VDSL2 场景使用 ITU G.993.2 附录 A 频谱模板 17a，其中上行频带为 US0 (25kHz~138kHz)、US1 (3.75 MHz~5.2 MHz)、US2 (8.5 MHz~12MHz)。在此场景下，使能和不使能静态“功率回退 (PBO)”均考虑在内。短线（图 E.46 中“300 m”线路）采用了 ITU G.993.5 描述的矢量化技术，长线（图 E.46 中“900m”线路）采用 G.993.2 而没有使用矢量化。

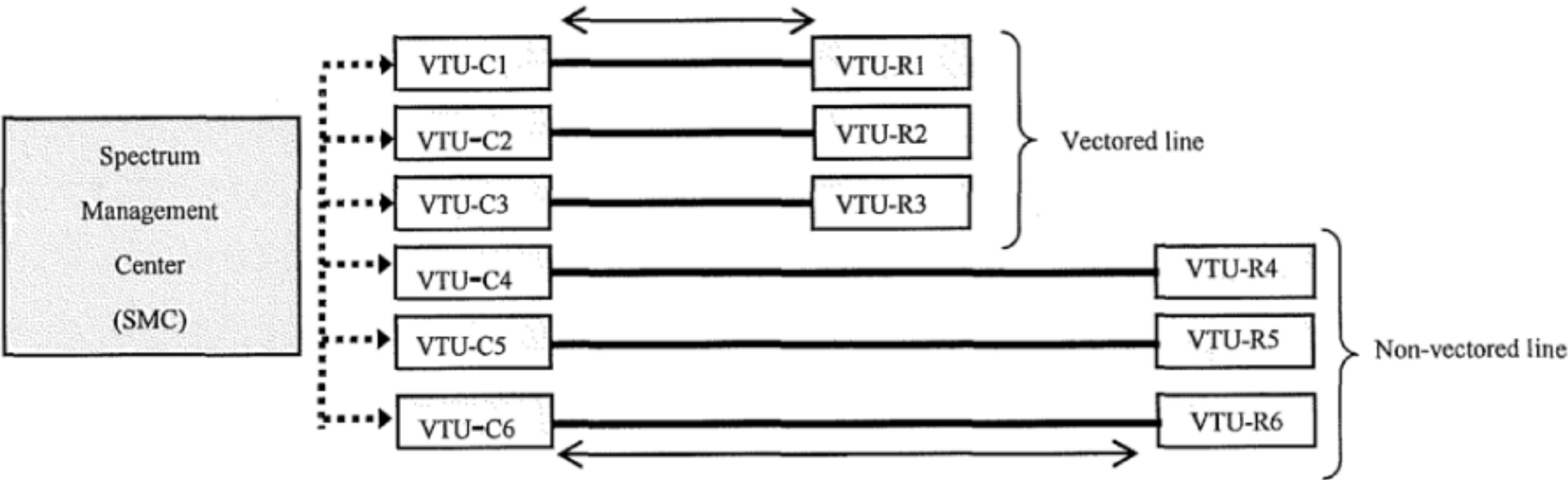


图E.46 简单上行VDSL2共用线捆示例

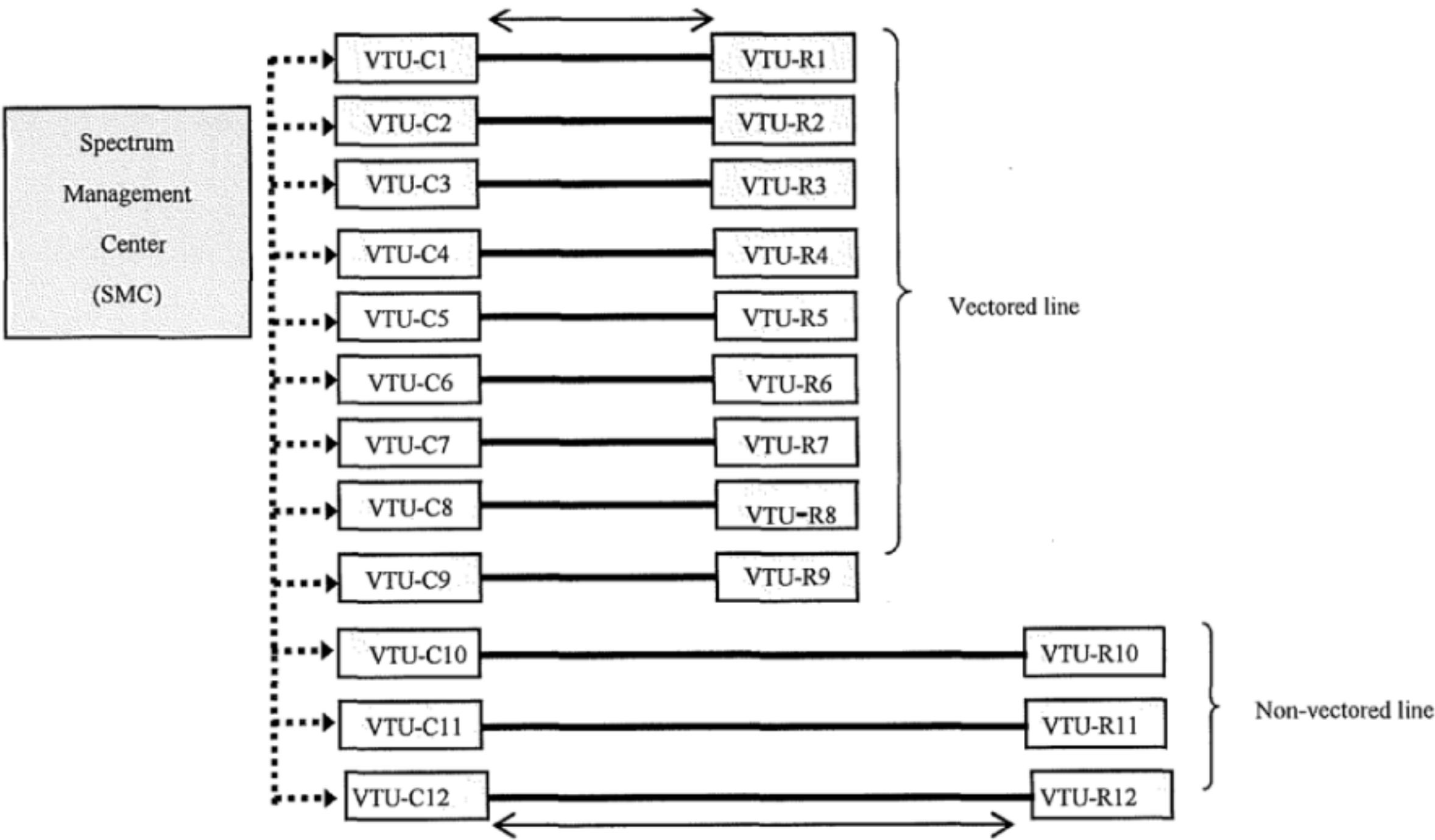
图 E.46 中，两根短线的矢量化接收端所受到的源于非矢量化的线路的 FEXT 具有很强的空间相关性。因此，在存在源于长线 FEXT 时其中一根短线可以检测自己的数据，然后使用另一根短线检测的数据作为输入，可以估计出长线对该短线的 FEXT 影响。可以使用图 B.2 中的 NEXT 抵消器以简化实现，不过在图 E.46 的场景中不考虑 NEXT 的影响。本节仿真中底噪水平为-140dBm/Hz。

该场景下，第一根矢量化线路不会受到 FEXT，同时第二根矢量化线路将受到源于非矢量化线路而非第一根矢量化线路的 FEXT。由于频率越高非矢量化线路收到的 FEXT 串音越强，第二根矢量化线路很有可能使用较低的频谱，因而，对第二根矢量化线路而言，较低的频段将更适于承载比特或能量。由于第一根矢量化线路不受到另外两根线的 FEXT 影响，因此可能会使用更宽的频谱。这两根矢量化线路都会对非矢量化长线造成 FEXT 串音。

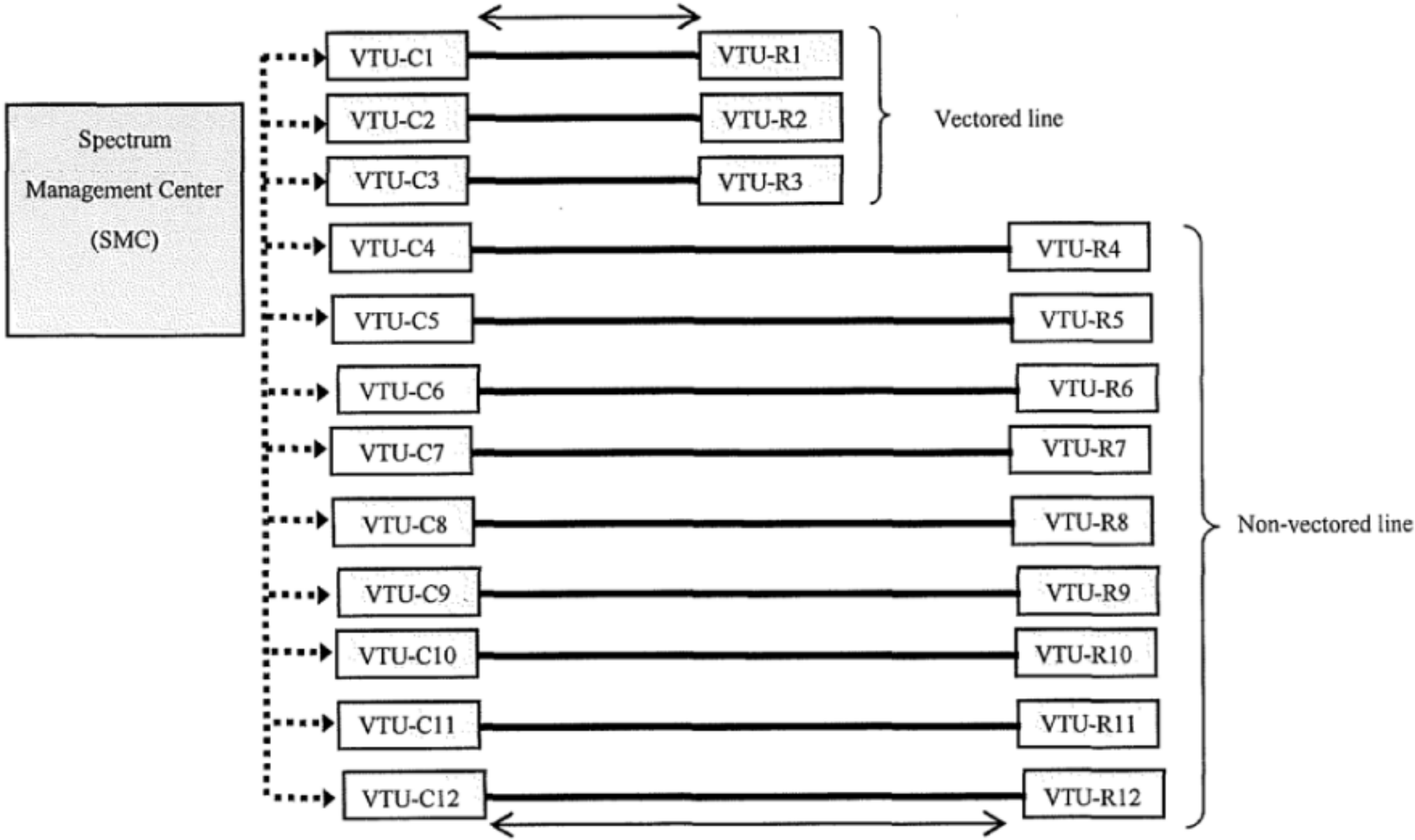
在这种混合着矢量化短线和非矢量化长线的场景中，如果矢量化线路数大于或等于非矢量化线路数（如图 E.47、图 E.48 所示），矢量化接收端将会有效地对源于非矢量化线路的 FEXT 进行空间白化噪声处理。然而，如果非矢量化线路数大于矢量化线路数（见图 E.47），这种空间白化的效果会减弱。因此，相对于前者场景，该场景中利用高等频谱管理技术而得到的非矢量化线路的速率提升可能较少。



图E.47 相同大小的矢量化组与非矢量化组



图E.48 矢量化组大于非矢量化组

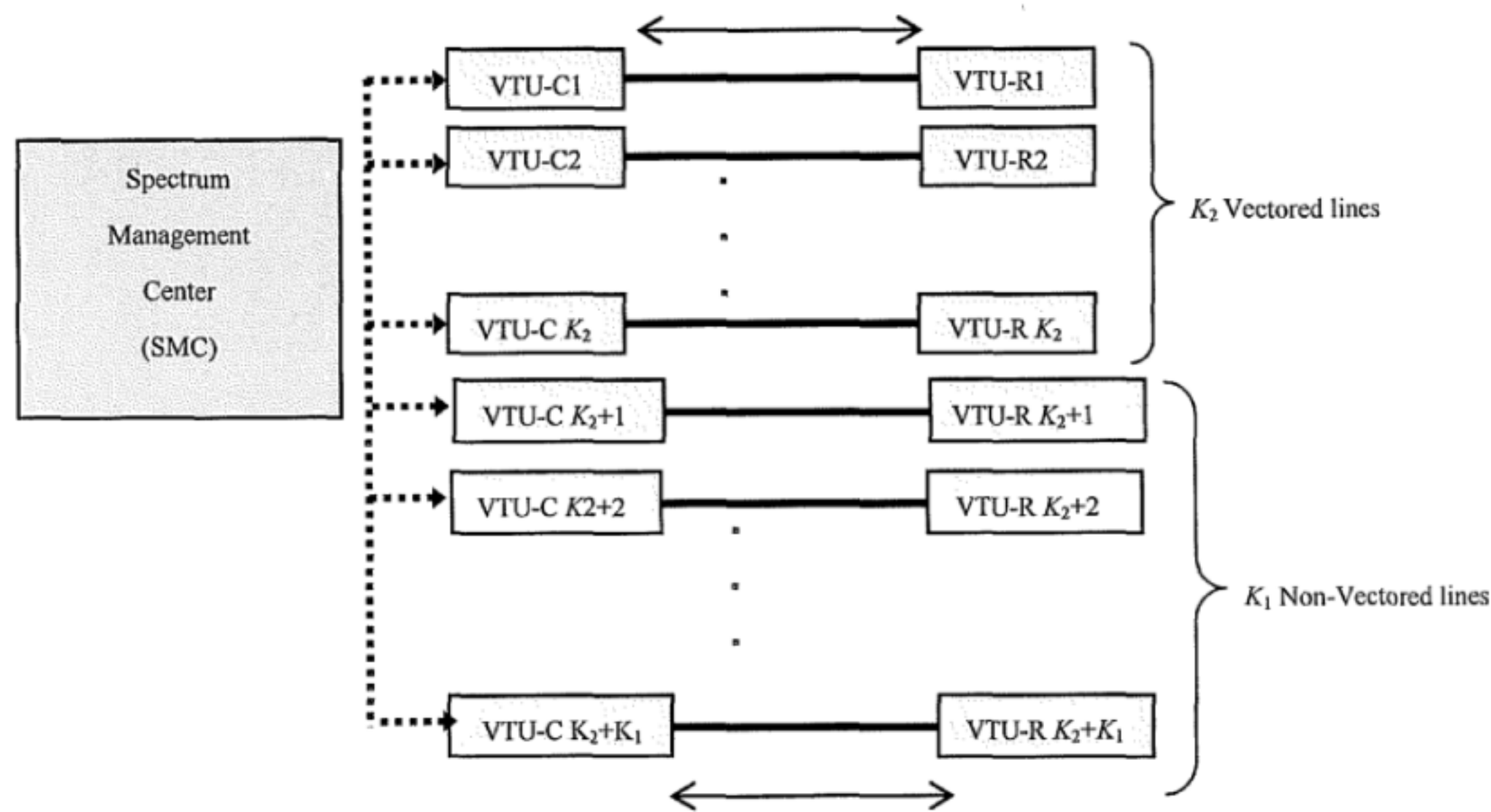


图E.49 矢量化组小于非矢量化组

图 E.47 中 3 根短线长度为 300m，其余长线长度为 900m。此场景中仍然使用 VDSL 17a 的频谱模板。在图 E.49 所示的场景中，由于 3 根矢量化线的自由度不足以抵消源于所有非矢量化线路的 FEXT，利用图 B.2 的结构来减少组外 FEXT 的能力会在某种程度上降低。

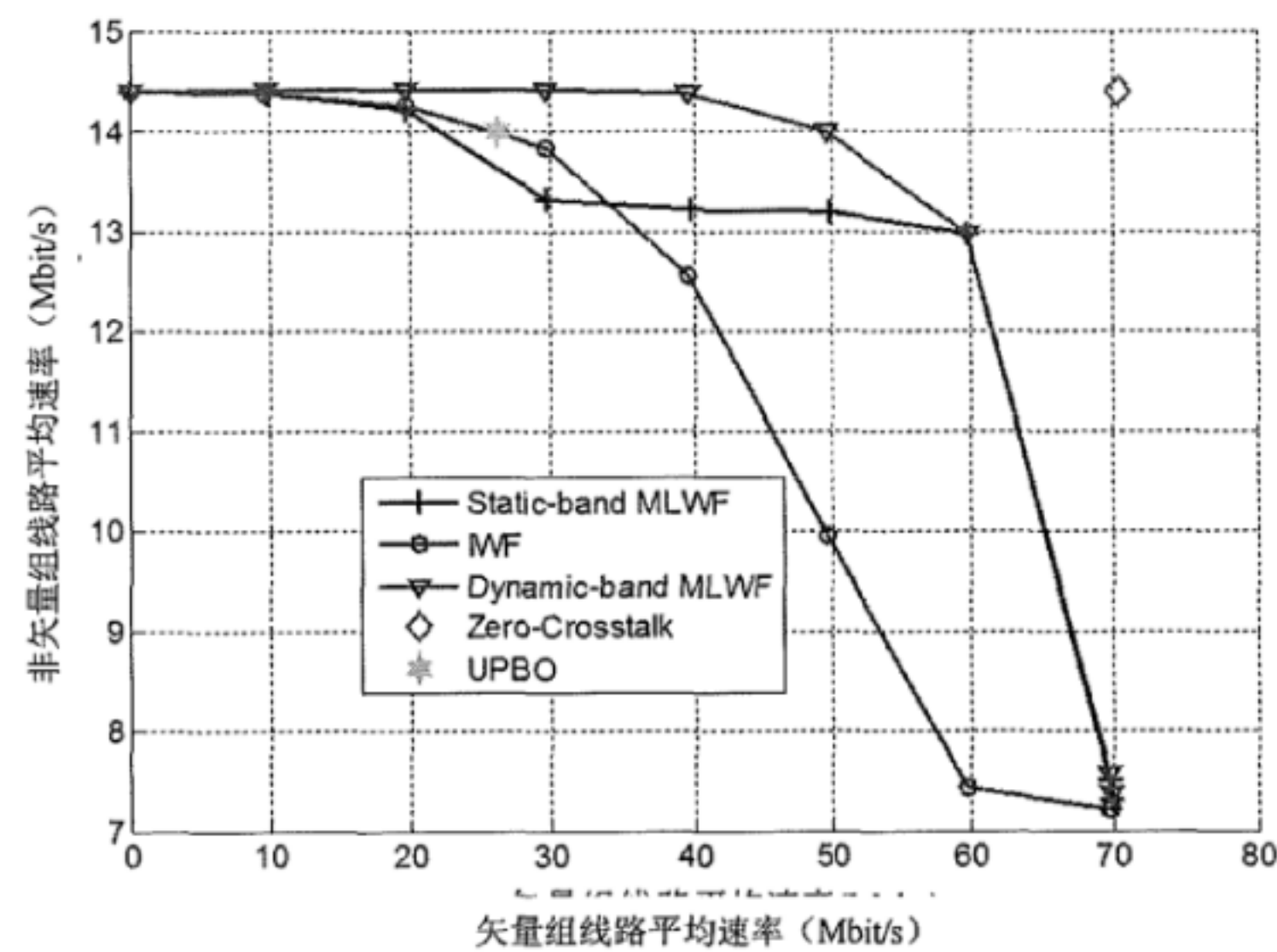
在混合着矢量化和非矢量化线路的场景中，如果非矢量化线路数超过或等于矢量化线路数，那么矢量化线路的性能会有明显损失。这在矢量化线路和非矢量化线路长度接近时尤为明显。如果矢量化线路数继续增加并超过非矢量化线路数量，矢量化线路的性能将得以提升。图 E.50 表示的是 $K_1=8$ 根非矢量

化线路和 K_2 根矢量化线路共用同一线捆的场景。非矢量化线路使用 VDSL17a PSDMASK 的频谱模板并对矢量化线路造成 FEXT。该场景中将可以观测到下面的结果：随着 K_2 超过 K_1 （非矢量化线路数），解码后最后 $(K_2 - K_1)$ 用户的平均速率会提升。



图E.50 K_1 根600m/700m/900m非矢量化线路和 K_2 根600m矢量化线路混合场景

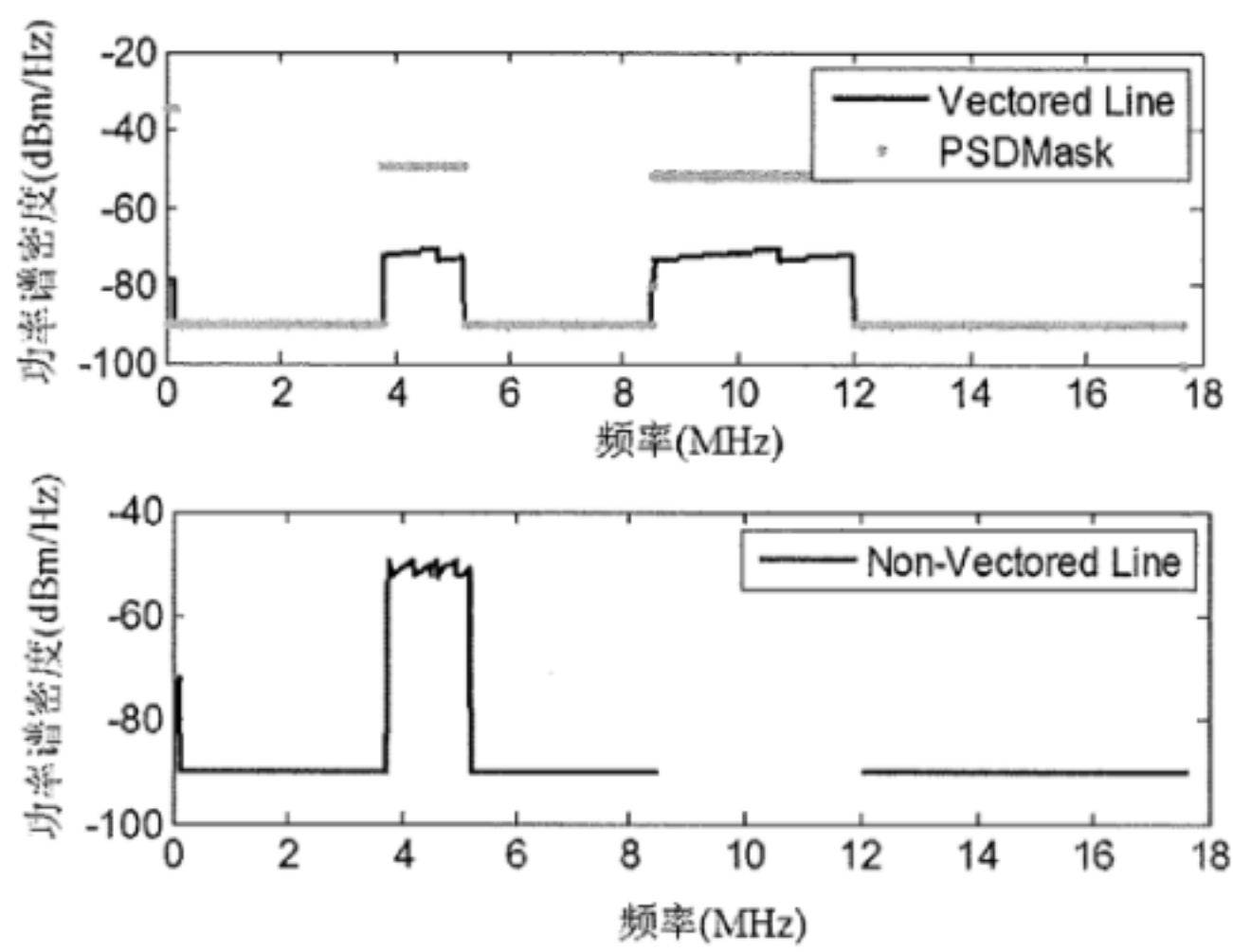
图 E.51 表示的是图 E.46 中场景的速率范围。VDSL2 上行默认 PBO 配置所对应的速率在图中是 UPBO 对应单独一个点（星号标识）。相对于静态 VDSL PBO 所得到的图中单点，DSM Level 1 迭代注水算法所得的速率范围扩大了。无论是静态将 US2 确定为优选的承载信号频带，还是动态在 US1 或 US2 中选择更优的承载信号频带，DSM Level 2 多级注水算法均能进一步得到更大的速率范围。DSM Level 2 MLWF 既可以实现成集中式版本，又可以实现成分布式版本。但是，当使用 US1 和 US2 之间静态截断频率时，性能上有一些小损失。



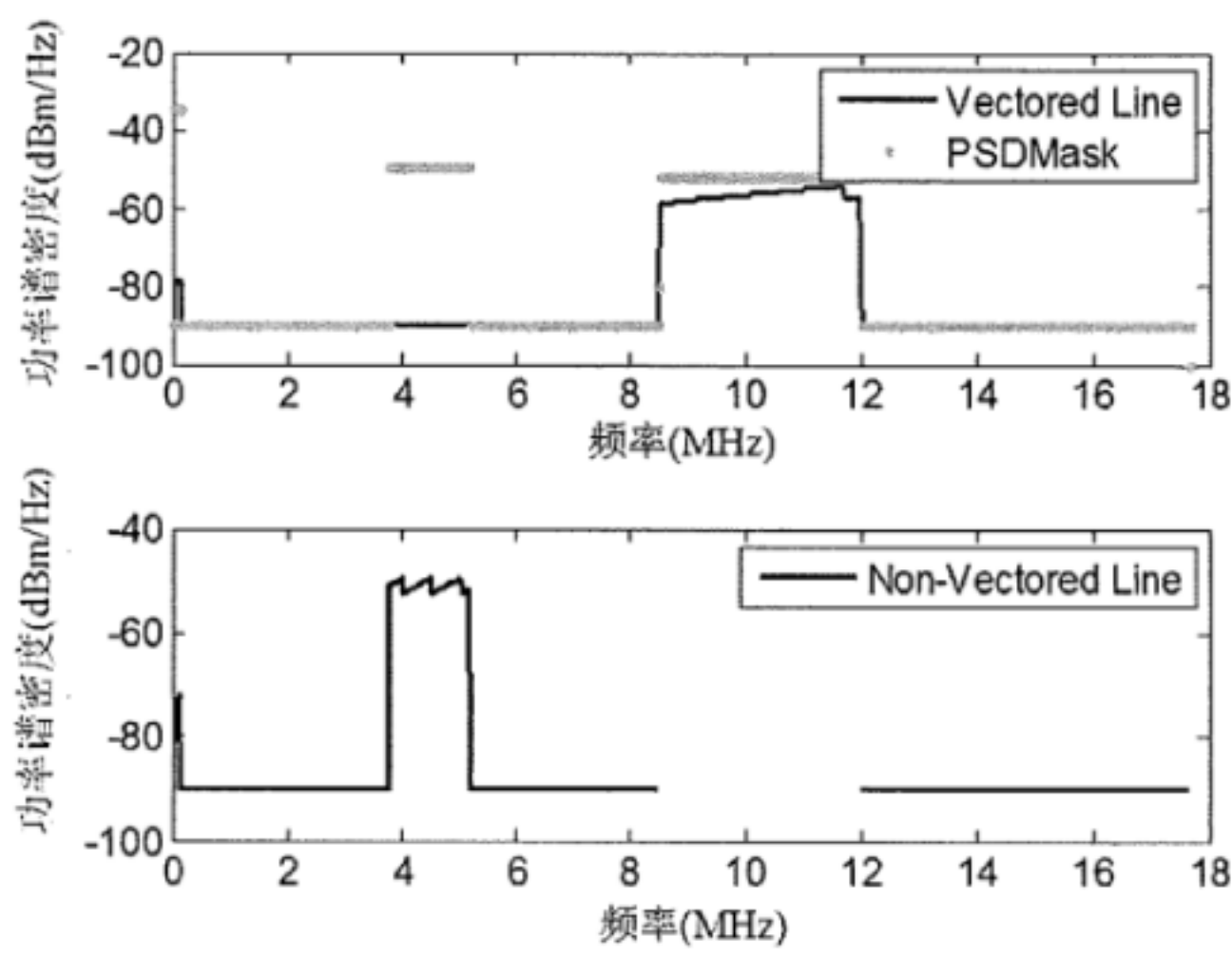
图E.51 不同SMC策略在图E.46两根矢量化线路（300m）和一根非矢量化线路（900m）配置下的速率
当 MAXSNRM 的设定接近 TSNRM 时（在动态选择频带的实例中，使用最高 PSDMASK 配置进行多

级注水可以导出优选的频带)，各调制解调器可以识别出需要使用 MLWF，从而实现分布式 Level 2 MLWF。这种情况下，相对于 Level 1 管理尤其是 UPBO，Level 2 MLWF 很明显具有较大的优势，通常可以使所有线路增加一倍的速率。这种分布式实现降低了对 PSDMASKs 进行大幅削减的灵敏度，从而使 SMC 的频谱设定在环境中存在潜在且不可预知的噪声或串音变化时更加鲁棒，同时使其在上报的 XLOG(n) 或者噪声度量如 SNR (n) 或 QLN (n) 有错误时更不敏感。

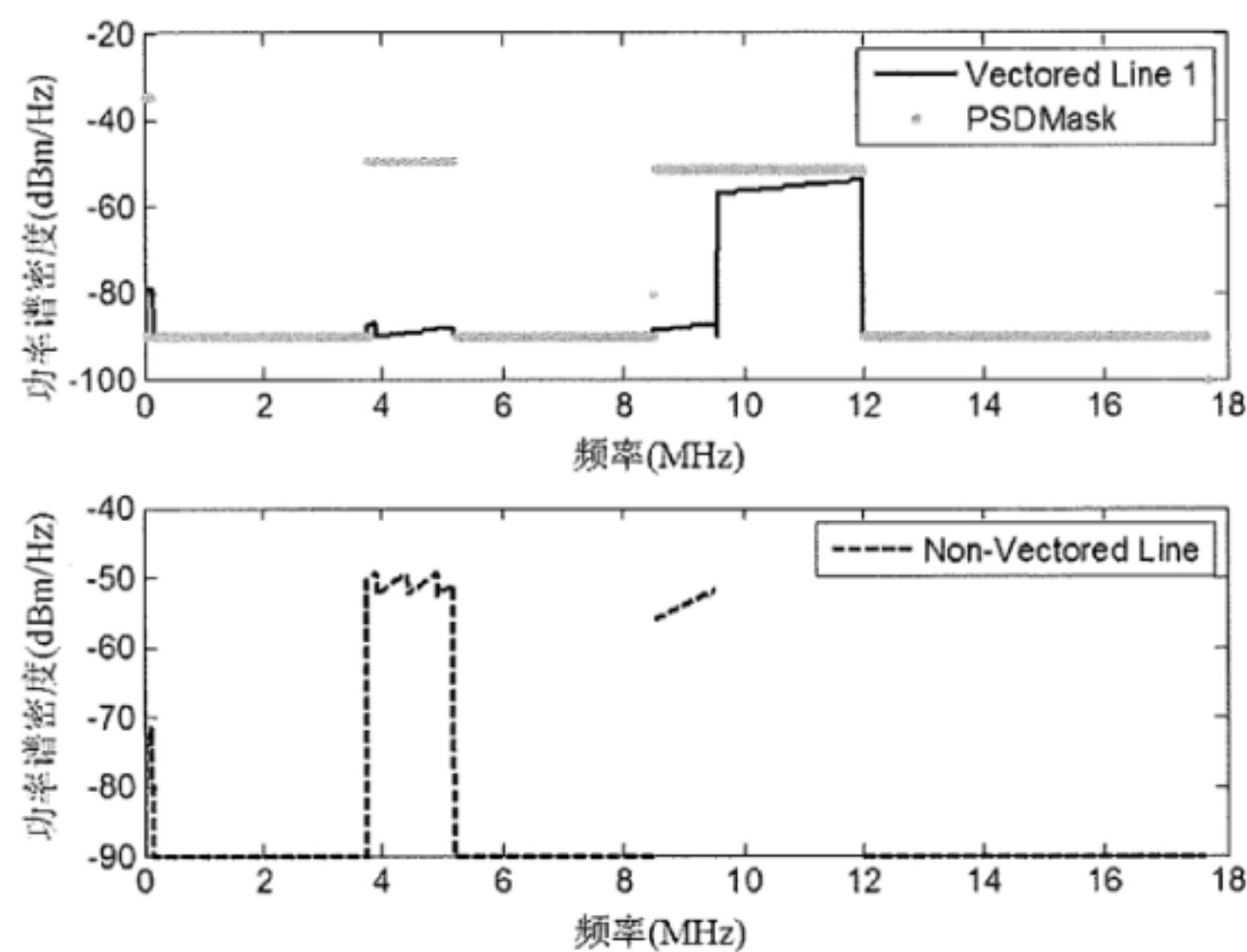
图 E.52、图 E.54 表示的是图 E.51 中一些点所对应的线路频谱。



图E.52 IWF对两根矢量化线路（300 m）和非矢量化线路（900 m）混合场景的速率分别为（49.654、49.666、9.9405）Mbit/s

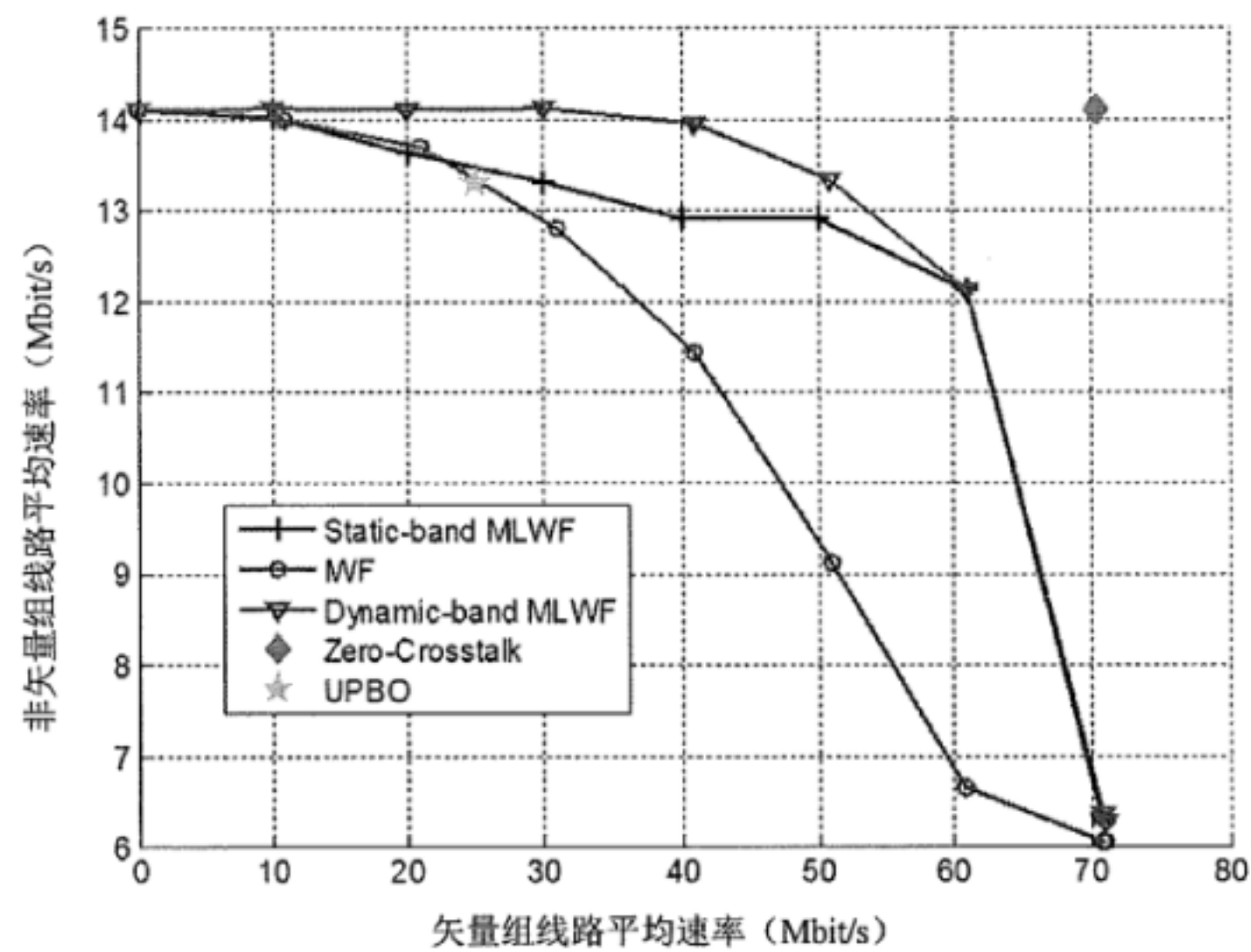


图E.53 静态频带MLWF对两根矢量化线路（300 m）和非矢量化线路（900 m）上行共用线捆场景的速率分别为（49.685、49.76、13.2）Mbit/s

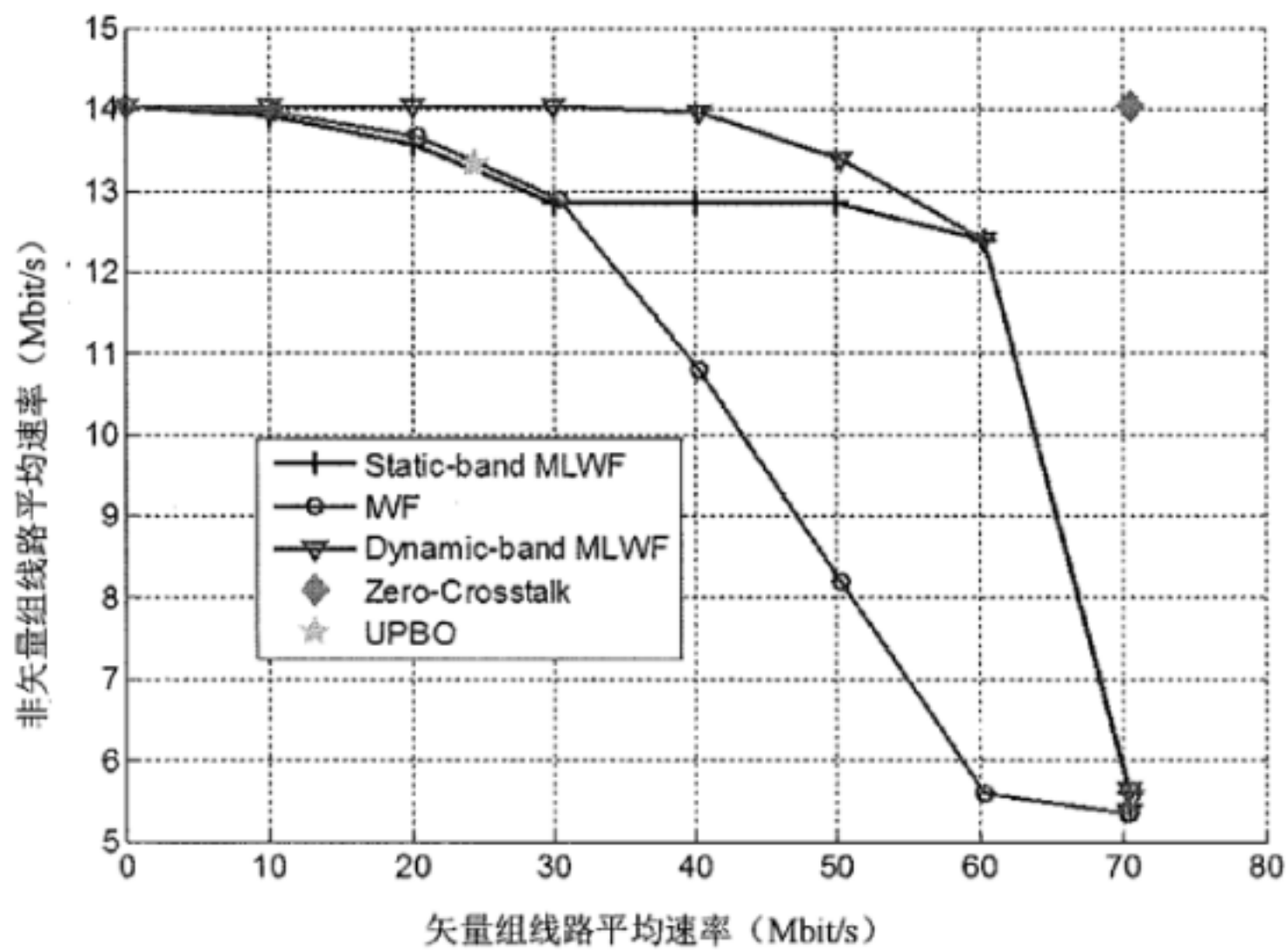


图E.54 动态频带MLWF对两根矢量化线路（300 m）和非矢量化线路（900 m）
上行共用线捆场景的速率分别为（49.659、49.68、13.998）Mbit/s

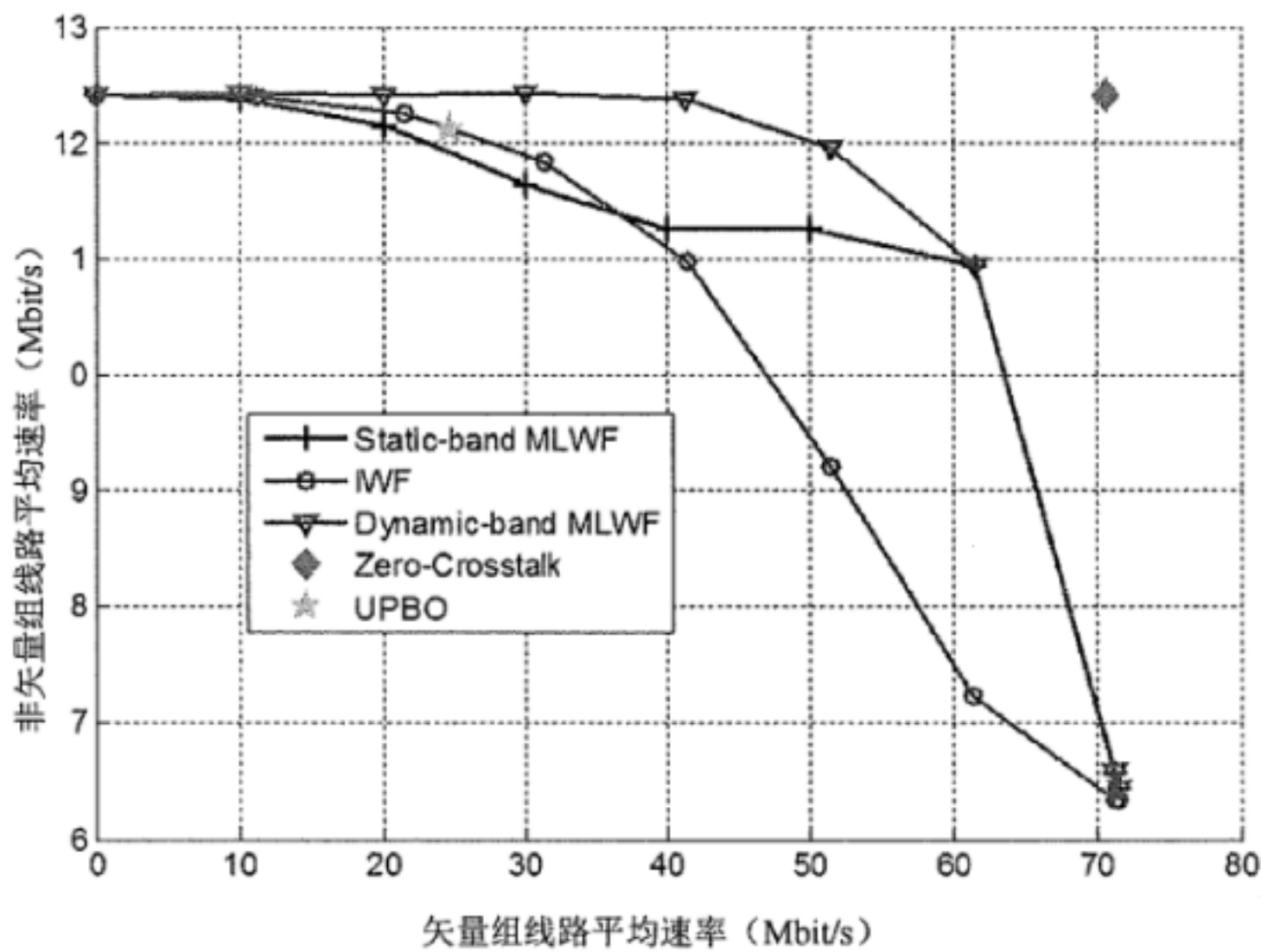
图 E.55、图 E.57 表示的是图 E.47、图 E.49 场景下的速率。



图E.55 不同SMC策略在图E.47中3根矢量化线路（300m）和3根非矢量化线路（900m）配置下的速率

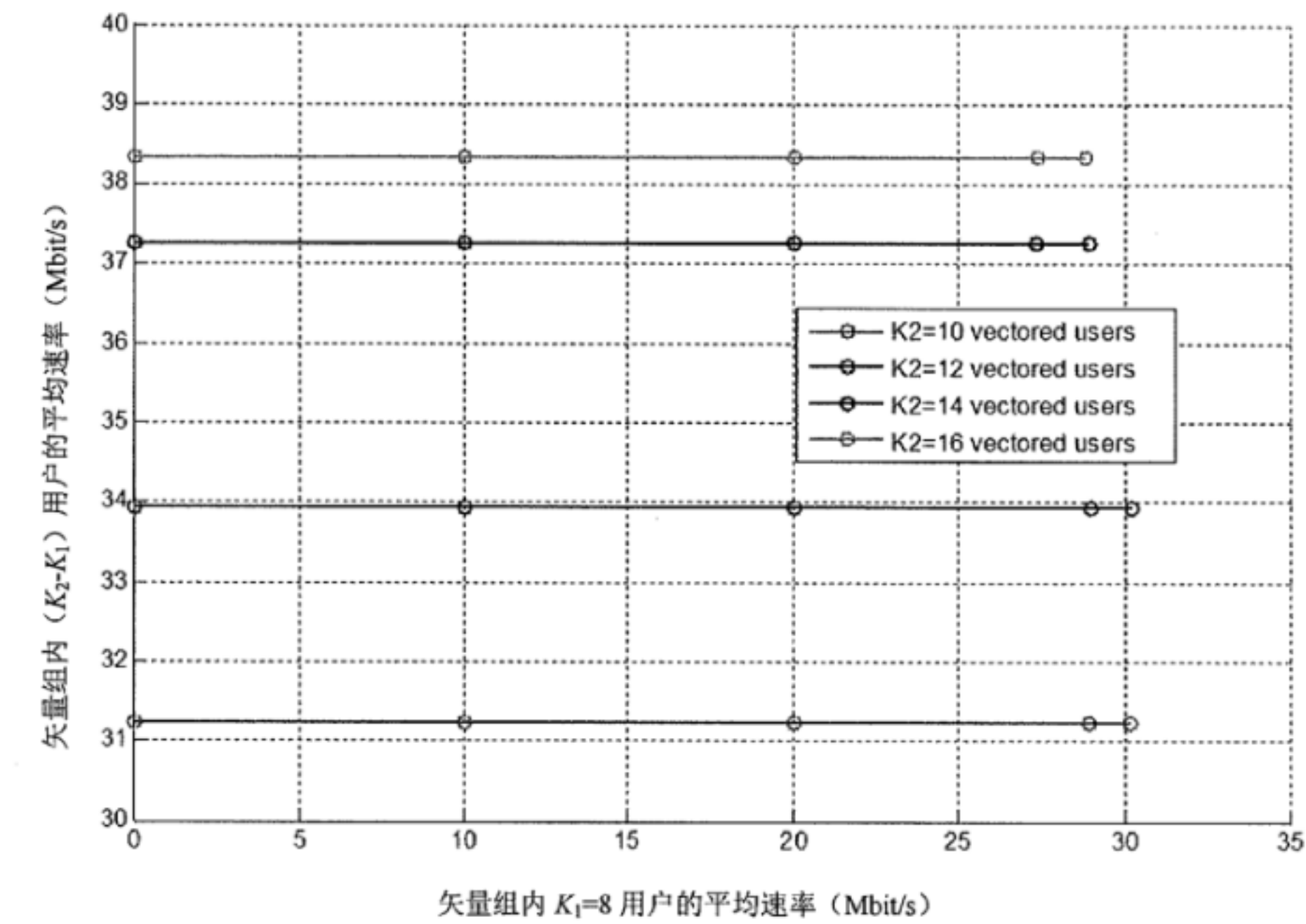


图E.56 不同SMC策略在图E.48中9根矢量化线路（300m）和3根非矢量化线路（900m）配置下的速率

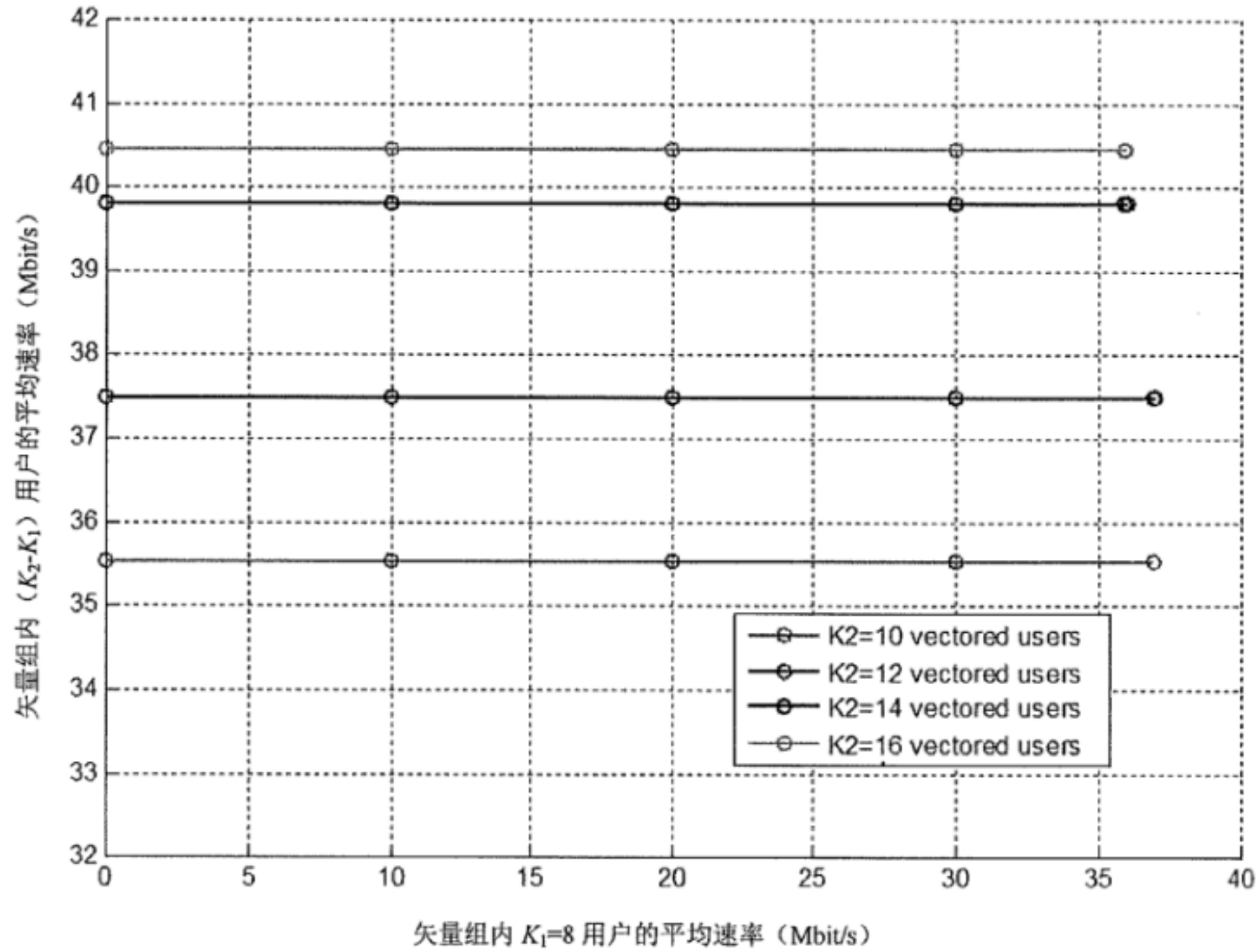


图E.57 不同SMC策略在图E.49中3根矢量化线路（300m）和9根非矢量化线路（900m）配置下的速率

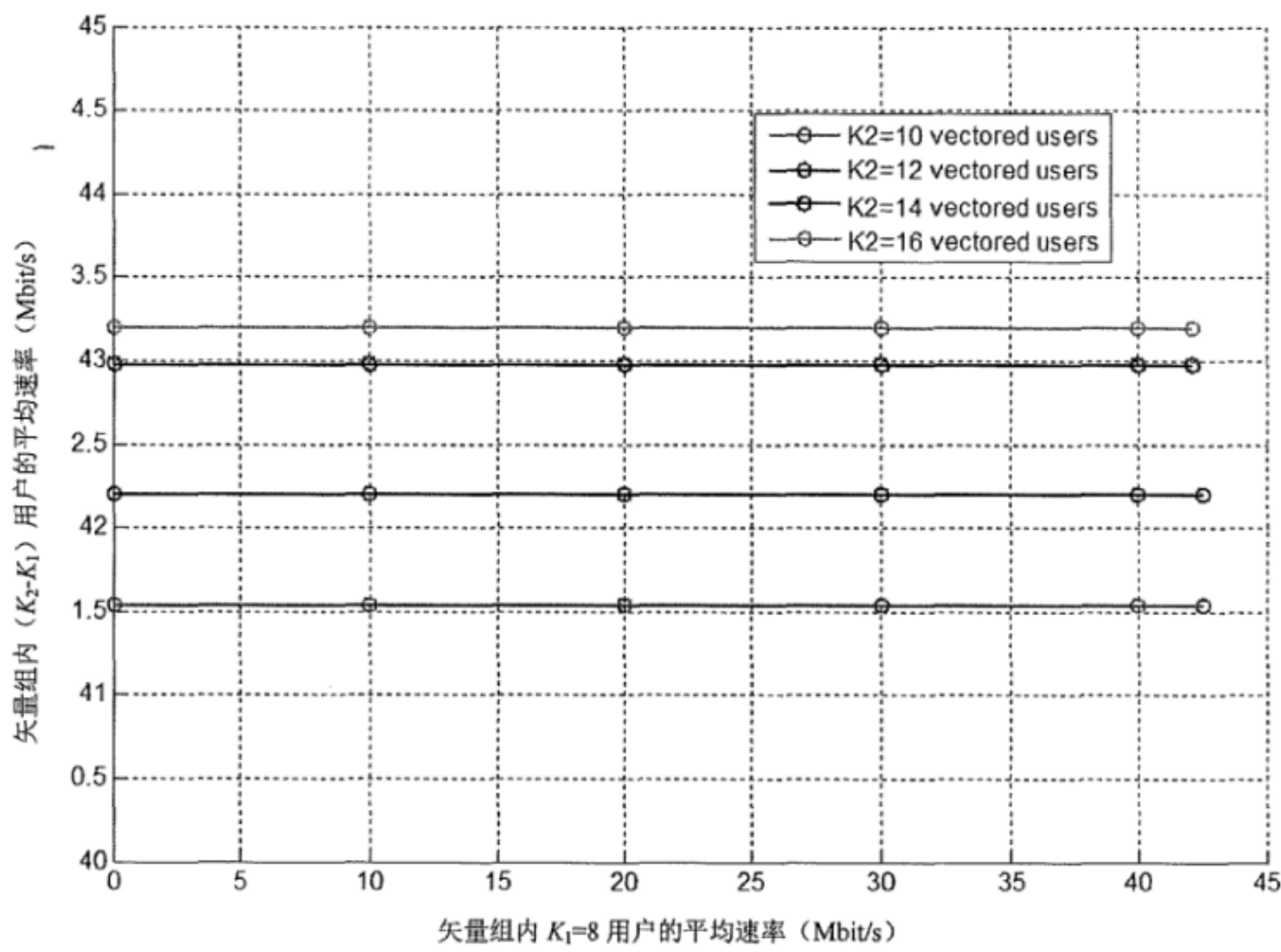
图 E.58、图 E.60 表示图 E.50 中等长线路的频谱。



图E.58 8根600m非矢量化线路和 K_2 600m矢量化线路共用线捆时矢量化线路的速率



图E.59 8根700m非矢量化线路和 K_2 600m矢量化线路共用线捆时矢量化线路的速率

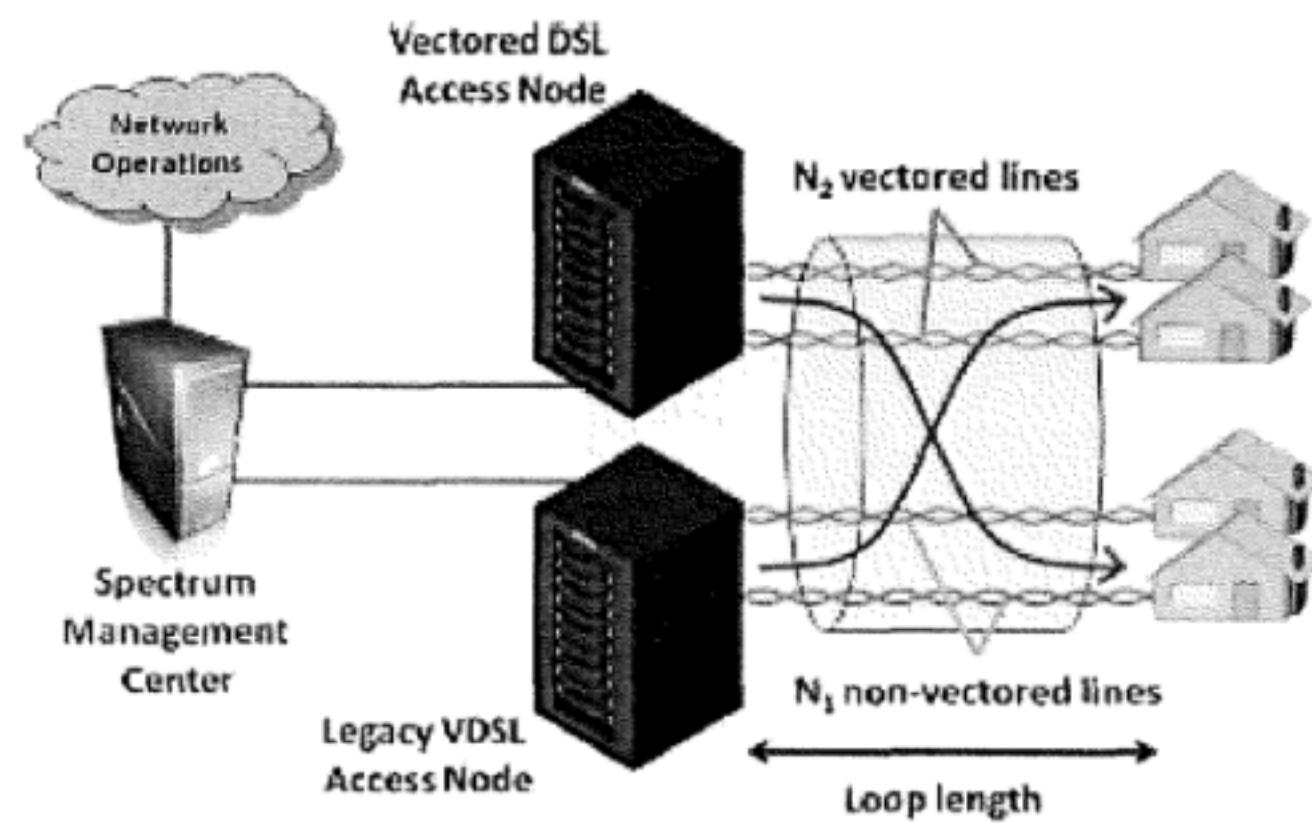


图E.60 8根900非矢量化线路和 K_2 600m矢量化线路共用线捆时矢量化线路的速率

业务提供商将同一线捆内“不使用线路”连接到矢量化上行接收端，能够增加矢量化线路数，这可作为某些业务提供商的可选项。

E.7.2 线路终端与存量VDSL2的下行混合场景

图 E.61 表示了下行线捆中混合这矢量化和非矢量化线路的场景，所有线路长度相同。当一些传统 VDSL2 的用户继续使用非矢量化业务，而有一些传统 VDSL2 用户升级到或者有新开用户使用高速矢量化 VDSL 业务时，就会出现该图所示的场景。本节讨论的与前文考虑的上行场景不一样。在本节中，下行方向从非矢量化线路到矢量化线路的 FEXT 并不能被抵消（矢量化线路彼此之间的非 FEXT 噪声同样不能被抵消）。然而，非矢量化线路所期望的速率一般会低于矢量化线路的期望速率，否则就没有任何意义和必要提供矢量化业务。降低非矢量化线路的发送功率即可以获得所期望的较低速率，并使其对矢量化线路造成的无法抵消的 FEXT 量级得以降低，从而矢量化线路能获得更高的速率以接近最高可达速率。



图E.61 混合有 N_2 根矢量化和 N_1 根非矢量化DSL线路的场景，所有线路的长度相同

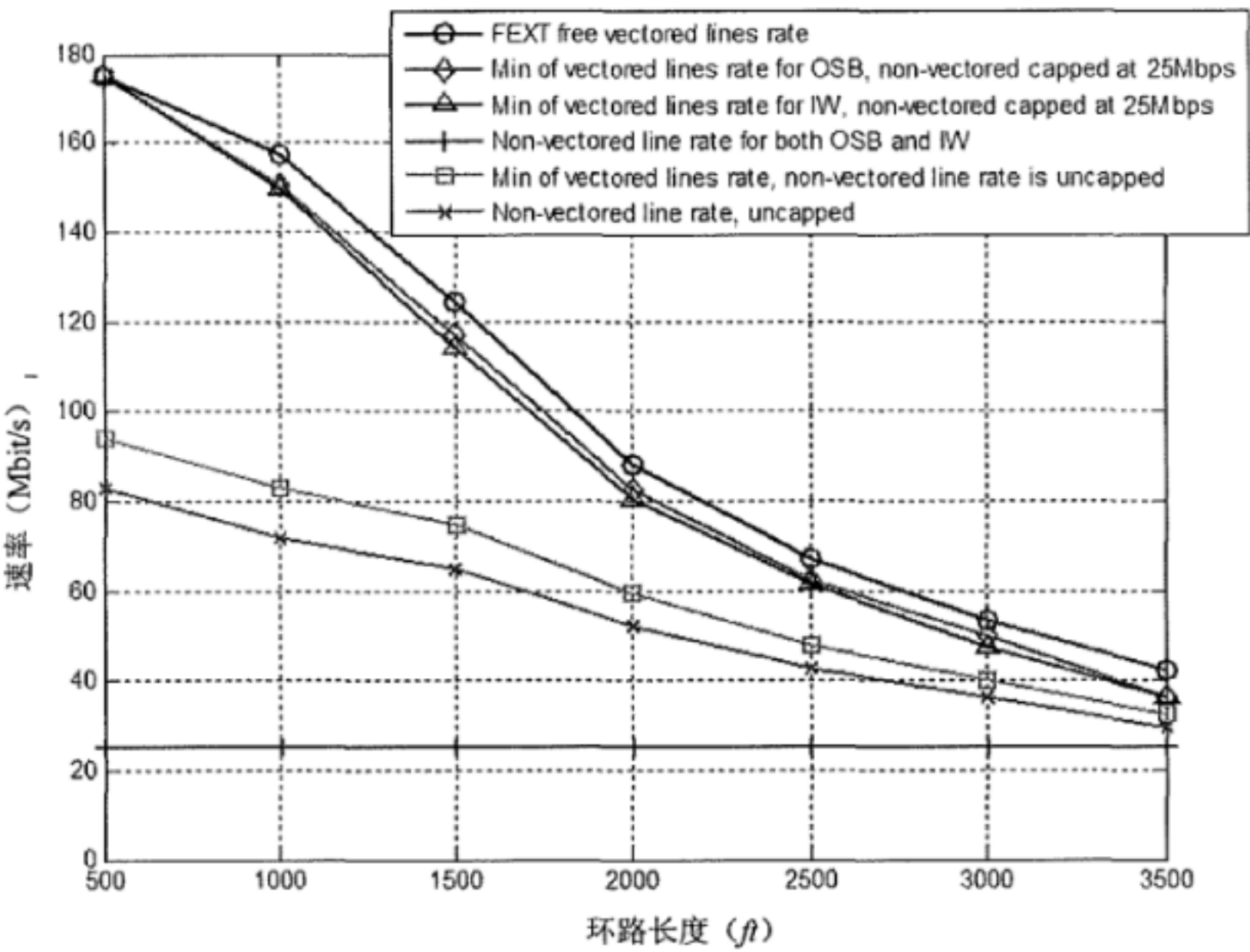
对下行同一线捆中混合着相同长度的非矢量化和矢量化线路的场景，本节比较了迭代注水算法和 OSB 的仿真结果。图 E.61 的所示场景仿真的参数如表 E.5 所示。

表E.5 仿真参数

参数	值
VDSL2 模板	17a
上行 PSD 模板限制	EU-32
下行 PSD 模板限制	D-32
背景噪声	AWGN, -140 dBm/Hz
目标 SNR 容限	6 dB
净编码增益	4.2 dB
未编码 QAM SNR 差额	9.8 dB
每个子载波最大承载比特数	15

为降低 OSB 的计算负荷,这里考虑场景中有 $N_1=1$ 根非矢量化 DSL 线路和 $N_2=2$ 根矢量化 DSL 线路。这是从 25 对线捆中特意挑选的 3 对线，它们之间有很强的串音耦合。使用了 ATIS-0600024 中多输入多输出线捆串音信道模型，其中 24 号线被作为非矢量化线路，而 8 号和 25 号线被作为矢量化 DSL 线路。仿真中使用了表 E.5 中“SNR 差额”参数（作为理论值的近似）计算了每个子载波所承载的比特数。

图 E.62 显示了不同环路长度下矢量化线路和非矢量化线路使用 OSB 或迭代注水算法所能获得的下行数据速率。在该图中，“FEXT-free”矢量化线路速率（参见最顶端折线）是所有线路都矢量化后可以达到的速率，这表征了在采用理想的线捆管理消除了线捆内所有非矢量化线路的情况下能够达到的性能水平。例如，1500 英尺长度时可达的下行数据速率是 124Mbit/s。可惜这样理想化的举措通常并不可行。图 E.62 中也绘制了不使用 DSM 技术的数据速率（即没有使用 MAXSNRM 控制参数以对速率进行限制）：图中正方形数据点表示两根矢量化线路的速率的最小值，图中的交叉数据点表示非矢量化线路的速率。显然，如果不控制非矢量化线路的发送 PSD，矢量化线路的速率有明显的降低。例如，1500 英尺的时候，两根矢量化线路的速率的最小值为 75Mbit/s，非矢量化线路速率为 65Mbit/s。



图E.62 使用OSB和迭代注水（IW）算法的矢量化与非矢量化线路的下行数据速率，非矢量化线路的目标速率为25Mbit/s。线捆中包含两根矢量化线路和一根非矢量化线路

图 E.62 中其他折线显示了在非矢量化线路速率限制到 25Mbit/s 以下后，两根矢量化线路的速率的最小值。两条折线分别对应于 OSB 算法（菱形数据点）和迭代注水算法（三角数据点）。在所有环路长度下，两条折线都非常接近。例如，在 1500 英尺下，OSB 方案的提供速率为 117Mbit/s，而迭代注水方案的速率为 114Mbit/s。这两条折线和“FEXT-free”数据速率折线都很接近。

为了更好地体现 DSM 方法的优势，表 E.6 提供了图 E.62 中三个特定线长下的速率结果。表中显示了 1000、1500 和 2000 英尺时两根矢量化线路的下行速率的最小值。

表E.6 最差性能矢量化线路的下行数据速率

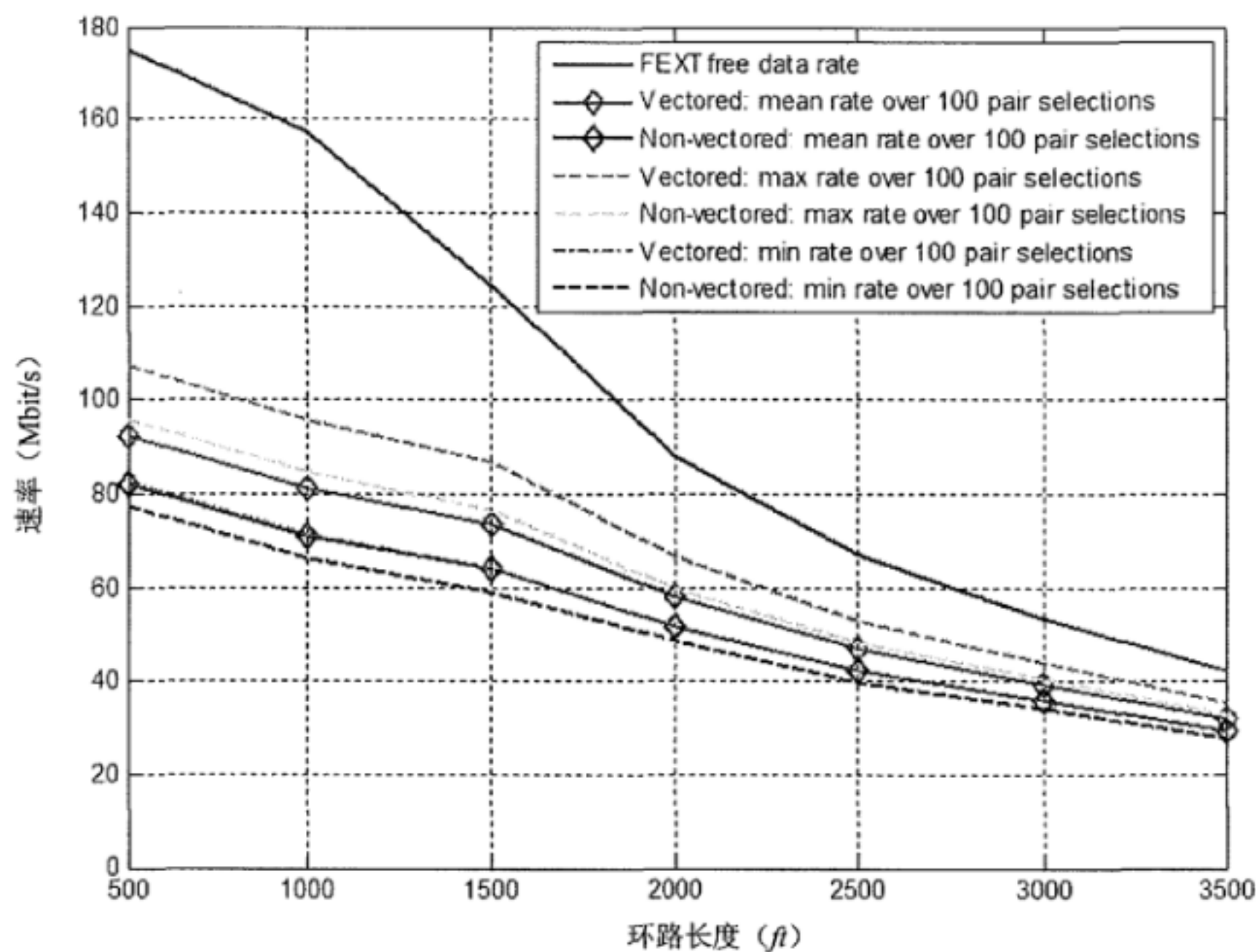
方法	1000 英尺	1500 英尺	2000 英尺
不使用 DSM	83 Mbit/s	75 Mbit/s	59 Mbit/s
迭代注水算法	150 Mbit/s	114 Mbit/s	80 Mbit/s
OSB	151 Mbit/s	117 Mbit/s	82 Mbit/s
FEXT-free	158 Mbit/s	124 Mbit/s	88 Mbit/s

本节有两个重要的结论：首先，对非矢量化线路的功率进行优化，可以大幅降低非矢量化线路对矢量化线路的串音。其次，对于节点位于同一位置且环路长度相同的特殊场景，功率等级的管理效果和 PSD 整形的管理效果相近。上述第二条结论和 E.6.1 中上行传输的结果形成对比。E.6.1 中的结果表明：对于上行而言，通过多级 PSD 整形所能达到的性能明显优于通过“平坦”功率调整所能达到的。因此，这里提出的有关功率量级管理的效果的结论仅限于上下文语境中所拟定的场景，并且这里的结论也揭示了在只使用迭代注水算法时，需要在降低非矢量化线路的发送功率和提升矢量化线路数据速率性能之间进行权衡。

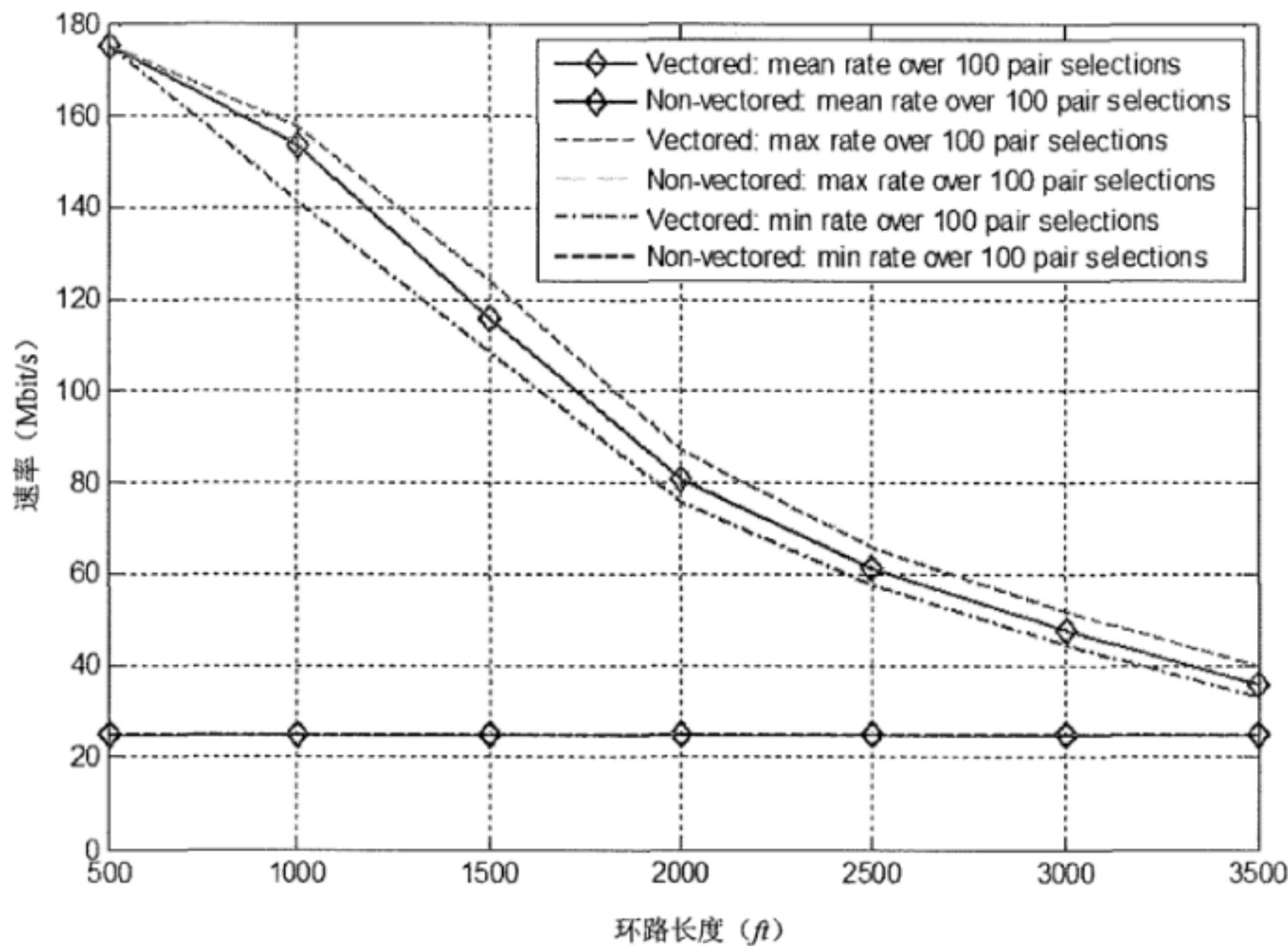
本节接下来的仿真同样使用表 E.5 列出的参数。假设非矢量化线路数目 $N_1=5$ ，矢量化线路数目 $N_2=20$ 。为评估线捆内线对位置所导致对应的数据速率的统计变化，仿真中使用了蒙特卡洛方法：每个实验中，都选择不同的线对。每种仿真场景都做了 100 次实验，并且每次实验中都记录矢量化组内和非矢量化组内最差性能线对的数据速率。且在完成 100 次实验之后，计算出矢量化组和非矢量化组内最差性能线对数据速率的最小值、平均值和最大值。

第一个场景中，假设不使用 DSM 技术，所有线路都以最大功率发送信号。图 E.63 中展示了此情况下所能达到的速率，同时也展示了 FEXT-free 数据速率以用于对比。图 E.63 中折线包括矢量化组和非矢量化组最差性能线对数据速率的最小值、平均值和最大值。很明显地，在不使用 DSM 时，即使夹杂在矢量化组的非矢量化线路非常少也会对矢量化线路的速率造成非常剧烈的影响。例如 1500 英尺时矢量化线路的下行速率是 124Mbit/s；而当包含 5 根非矢量化线对后，矢量化线路数据速率下降至 64Mbit/s 到 87Mbit/s 之间的范围内变动，平均速率则为 73Mbit/s。矢量化线路的速率优于非矢量化线路的速率，却远低于“FEXT-free”下的速率。

第二种场景中使用DSM的迭代注水算法，非矢量化线路的发送功率被限制到最低能支持期望速率的程度。图E.64显示的是非矢量化线路下行目标速率为25Mbit/s时的结果。这个例子中，所有矢量化线路速率强制到25Mbit/s，因此通过6dB的MAXSNRM的配置这些线路能够降低发送功率。因而，矢量化线路就可以获得比非矢量化线路满功率发送信号时更高的速率。1500英尺时，矢量化线路速率在108Mbit/s和124Mbit/s之间变动，平均值为116Mbit/s，接近 FEXT-free的124Mbit/s速率。



图E.63 不使用DSM的矢量化和非矢量化线路的下行数据速率，和假设所有线路都矢量化（“FEXT-free”）的下行数据速率。线捆中包含20根矢量化线路和5根非矢量化线路

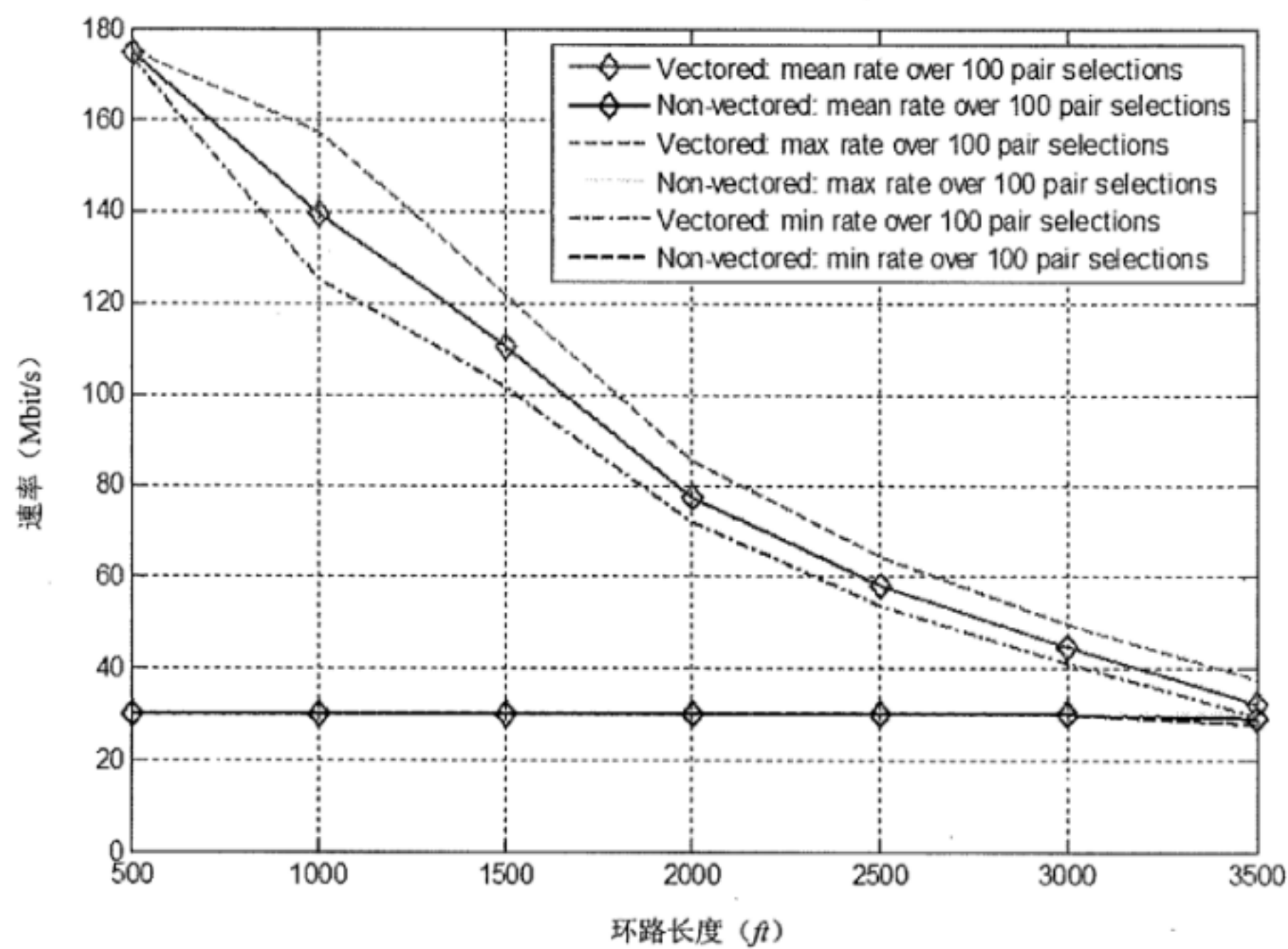


图E.64 非矢量化线路目标速率25Mbit/s下使用迭代注水算法的矢量化和非矢量化线路下行数据速率（线捆内包含20根矢量化线路和5根非矢量化线路）

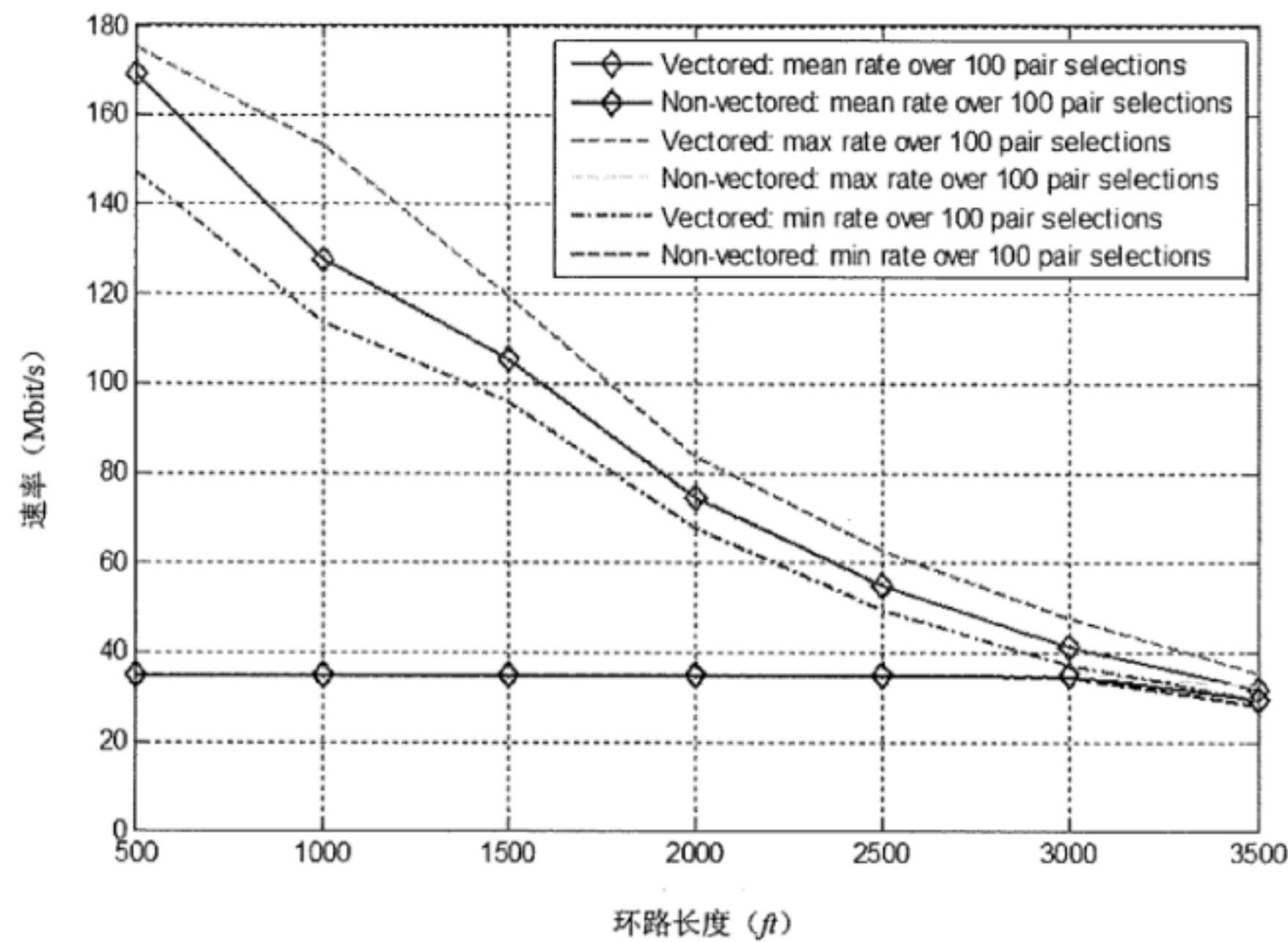
图E.65、图E.67显示了得到相似的结果，其中目标速率分别被限制到30Mbit/s，35Mbit/s，45Mbit/s。可以看出，目标速率的上升对矢量化DSL线路产生了两个影响：

- a) 平均数据速率下降。
- b) 数据速率的变动范围扩大。

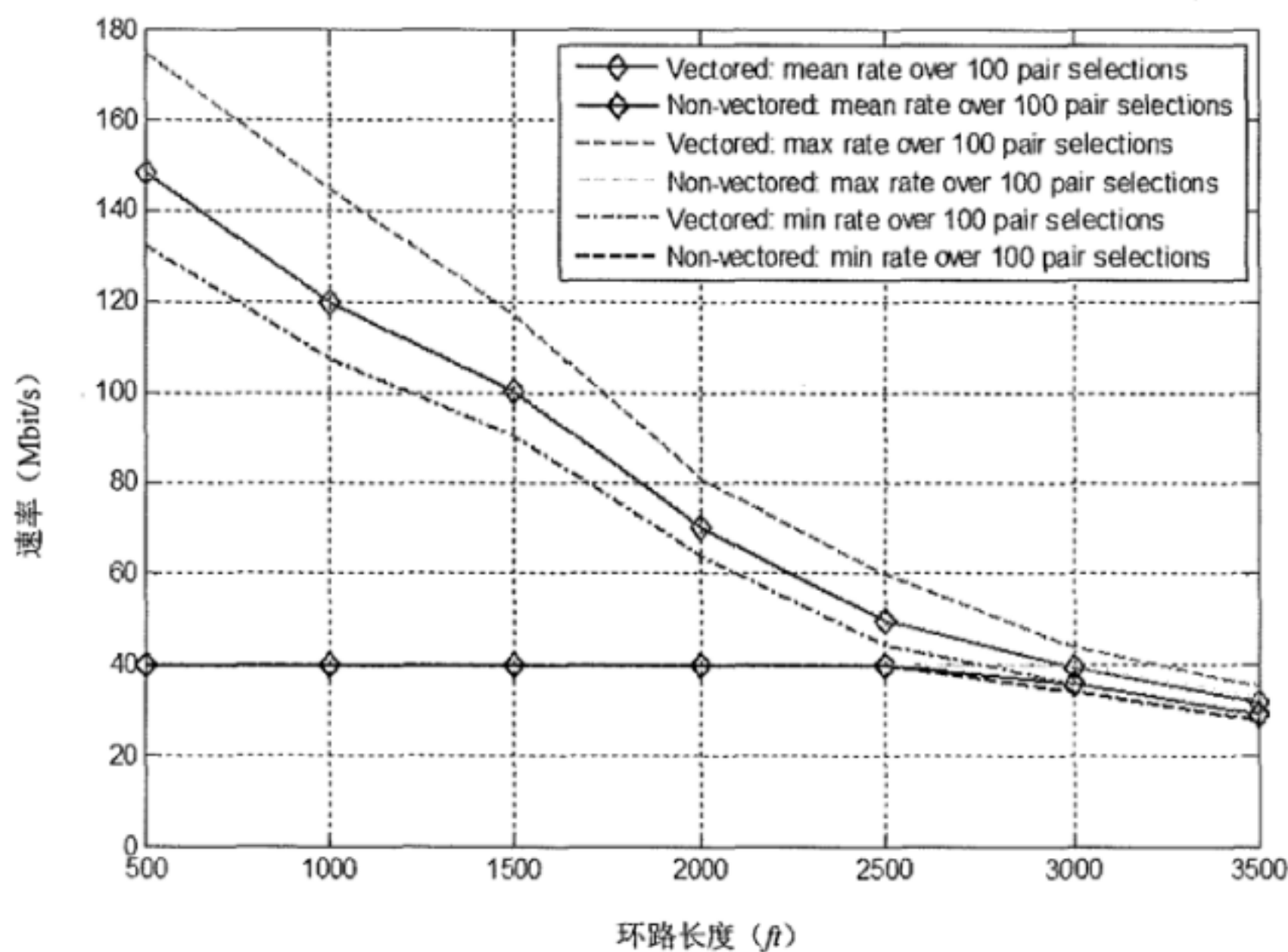
例如, 1500英尺非矢量化线路的目标速率为40Mbit/s时, 矢量化线路的速率在90和117Mbit/s之间变动, 平均值为100Mbit/s。这些数据速率与FEXT-free下的速率124Mbit/s仍是有可比性的。



图E.65 非矢量化线路数据速率30Mbit/s下使用迭代注水算法的矢量化和非矢量化线路下行数据速率
(线捆内包含20根矢量化线路和5根非矢量化线路)



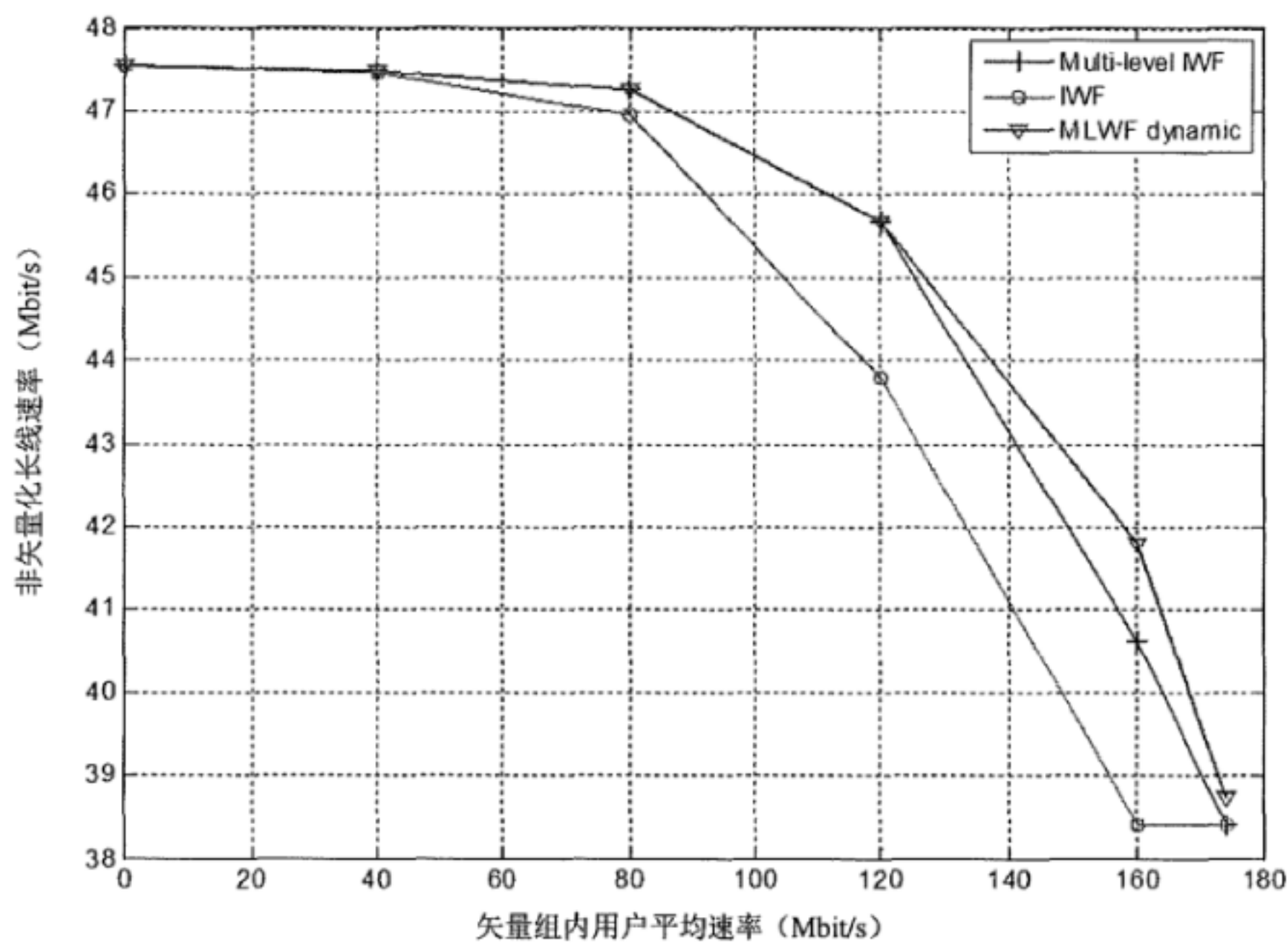
图E.66 非矢量化线路目标速率35Mbit/s下使用迭代注水算法的矢量化和非矢量化线路的下行数据速率
(线捆内包含20根矢量化线路和5根非矢量化线路)



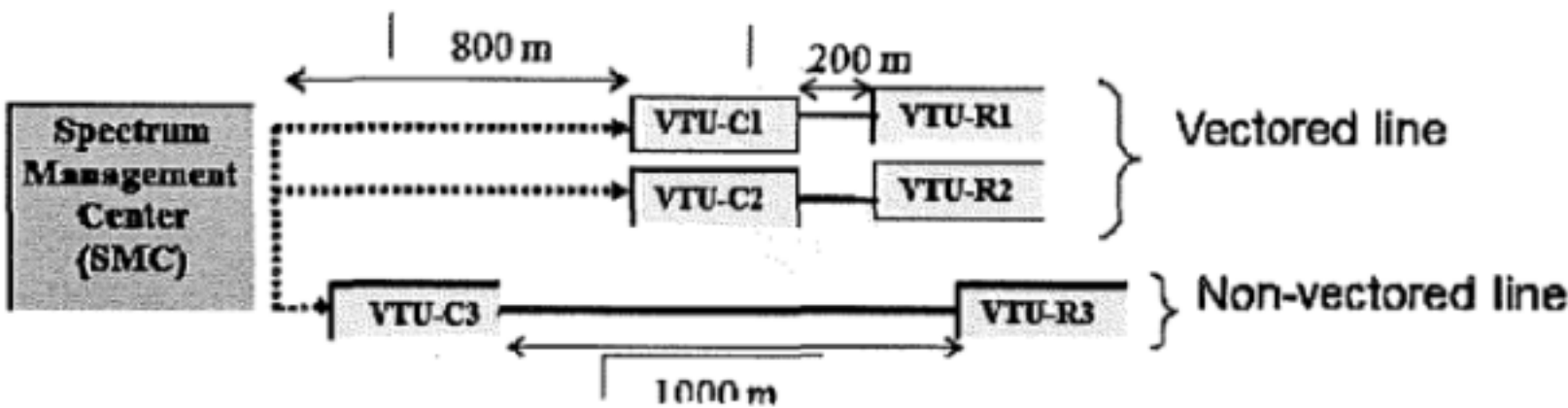
图E.67 非矢量化线路目标速率40Mbit/s下使用迭代注水算法的矢量化和非矢量化线路的下行数据速率
(线捆内包含20根矢量化线路和5根非矢量化线路)

E.7.3 下行方向线路终端与中心局VDSL的混合的场景

针对由 LT 侧铺设矢量化线路和局端侧铺设的非矢量化线路混合的场景，本节使用了迭代注水和多级注水进行了仿真并比较了结果。图 E.68 显示了图 E.69 所示场景下的线路速率范围。如图所示，不同于所有线路均在 LT 处等长铺设的场景，对于这个混合着 LT 侧和 CO 侧 VDSL 线路的场景，MLWF 在下行数据速率上有明显优势。通过移动 LT 位置使其更靠近 CO 端铺设的线路的接收端，该优势会增强；反之则减弱。

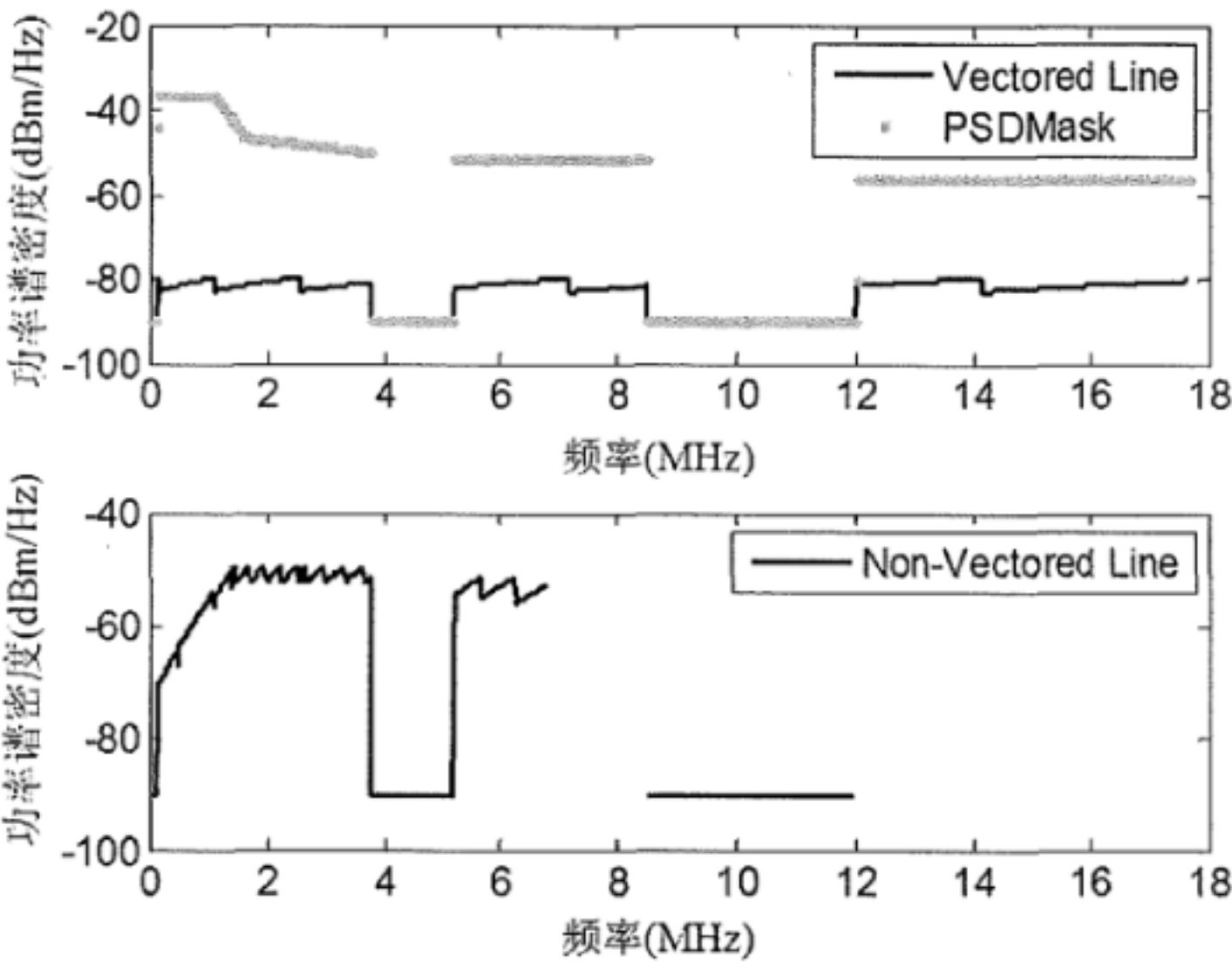


图E.68 LT（距离CO 800m）端矢量化短线（200m）和CO端非矢量化长线（1000m）混合配置的速率

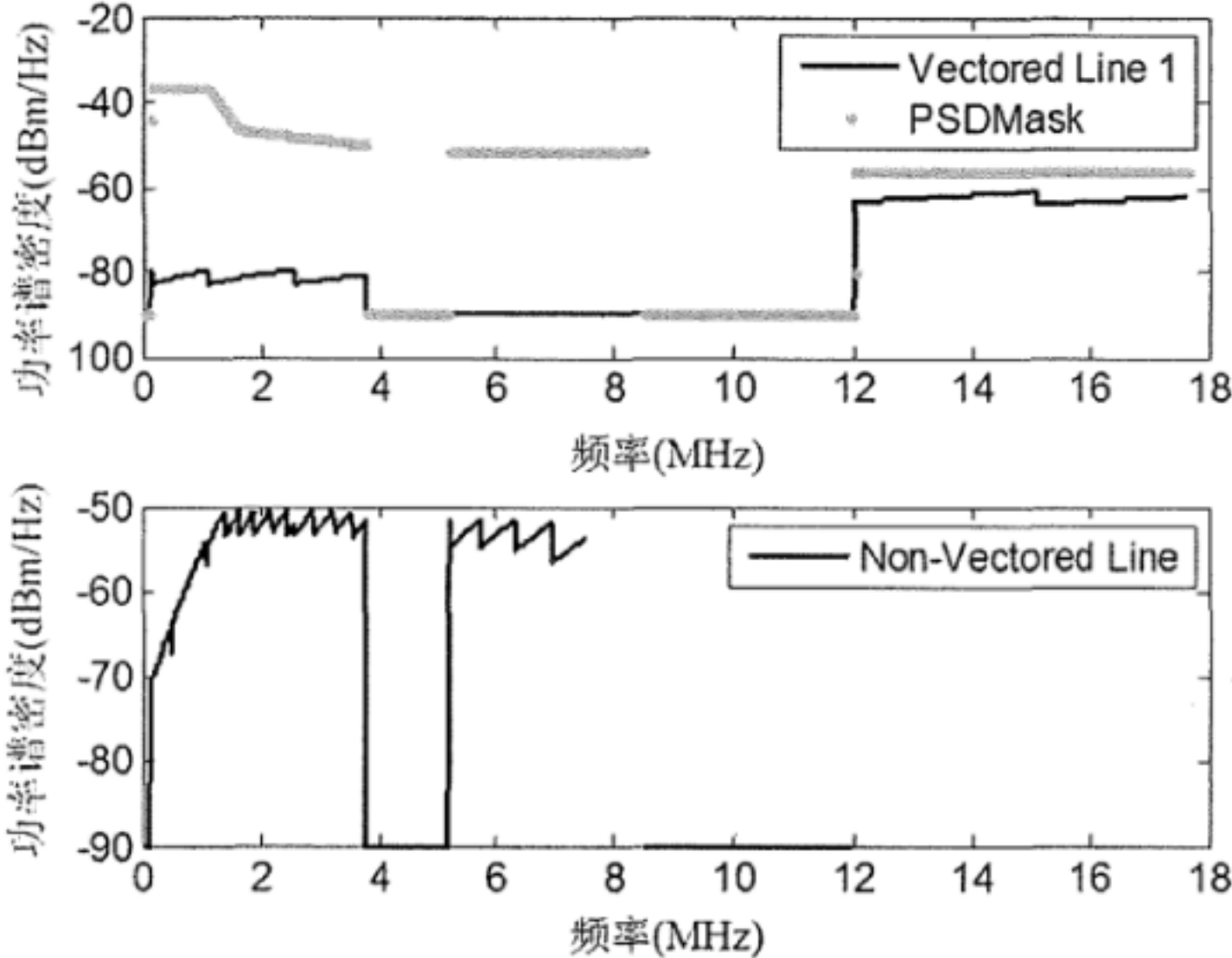


图E.69 下行混合着从LT侧（距离局端800m）铺设的矢量化短线（200m）与从局端铺设的非矢量化长线（1000m）的场景

不同线路的频谱也是有研究价值的，图 E.70、图 E.71 分别表示图 E.46 中使用迭代注水算法和 MLWF 算法的可达速率曲线中不同数据点的频谱。很明显，图 E.71 是使用了多级注水算法，其中矢量化线路在 DS2 高频段承载了更多比特和能量，以在不损失矢量化短线速率的情况下帮助非矢量化长线获得更好的性能。



图E.70 IWF在起始于LT端（距离CO 800m）矢量化短线（200m）和起始于CO端的矢量化长线（1000m）的混合配置下可达速率为（120、120、43.8）Mbit/s



图E.71 动态频带 MLWF算法在起始于LT端（距离CO 800m）矢量化短线（200m）和起始于CO端的矢量化长线（1000m）的混合配置下可达速率为（120、120、45.68）Mbit/s

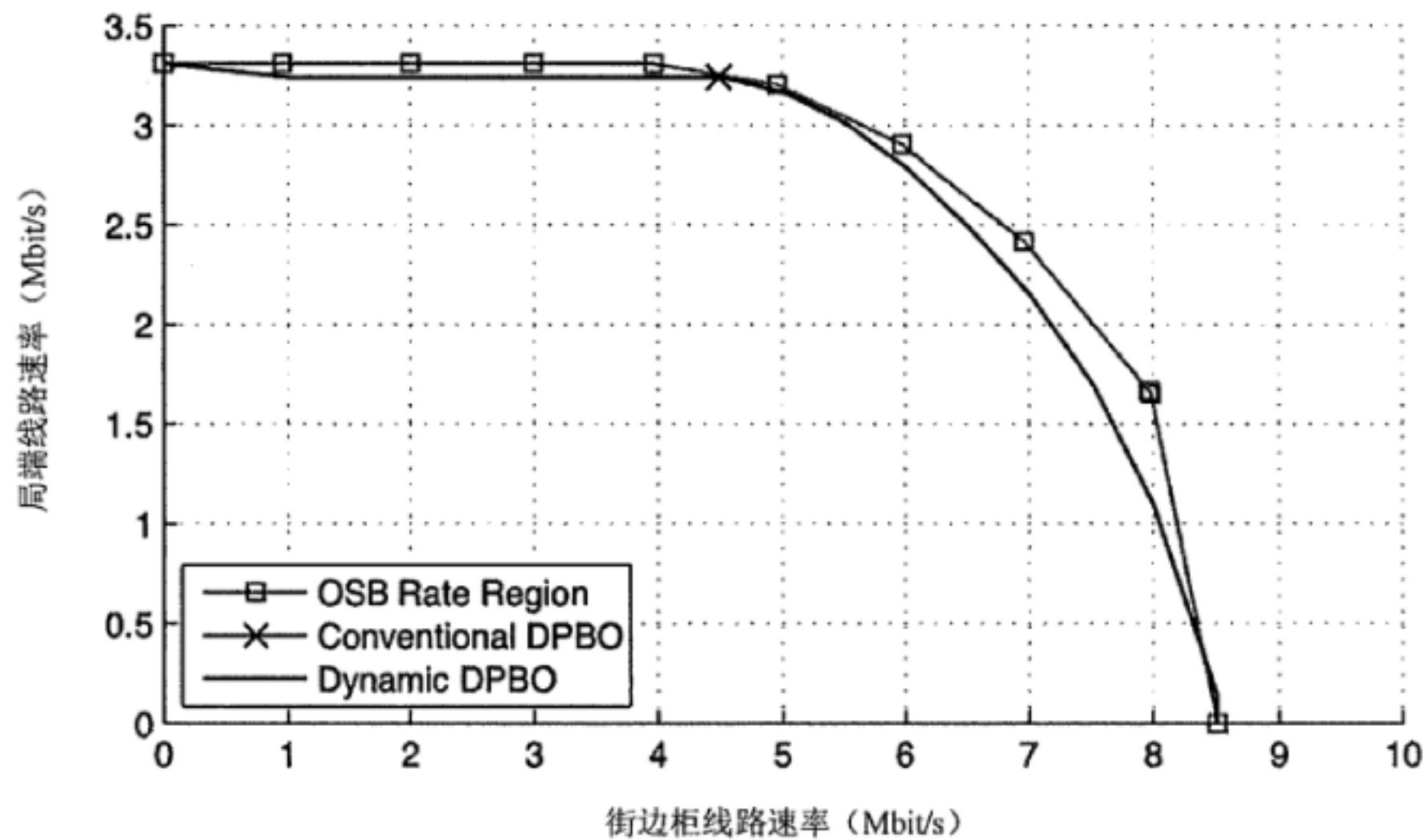
E.8 单根线的自适应DPBO算法的性能

对于单根线，仿真评估了自适应 DPBO 算法的性能。这个场景包括了八根长五千米的局端的 ADSL 线路和八根长三千米的街边柜的 ADSL 线路。这个街边柜离局端有四千米远，所有线路类型是 26AWG。用 99%最差 FEXT 串音模型。

图 E.72 分别说明了 OSB 算法和自适应 DPBO 算法的速率区域，同时使用了一个单点表示了传统 DPBO 的所对应的线路速率。

从图中，可以看出：

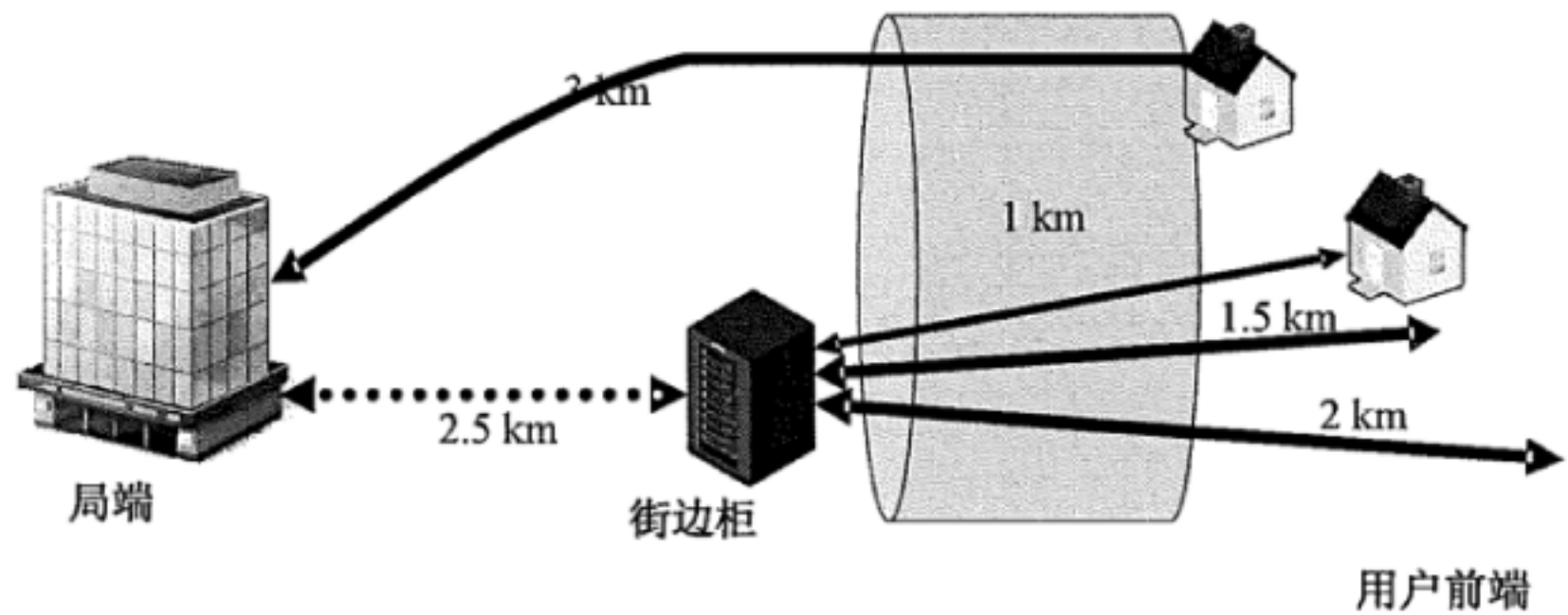
- 自适应 DPBO 算法可以带来更宽的街边柜线路速率区域。
- 自适应 DPBO 算法的速率区域结果和 OSB 算法的速率区域结果相近。



图E.72 传统的DPBO，适应性DPBO和OSB算法的速率区域

E.9 多根线的自适应DPBO算法的性能

对于多对线，仿真评估了自适应 DPBO 算法的性能。这个混合布放的场景(如图 E.73)，包括一个长 3000m 的局端 ADSL2 线路和 3 个分别为 1000m，1500m 和 3000m 的街边柜 ADSL2+线路。街边柜离局端有 2500m 远。所有线路类型是 26AWG。用 99%最差 FEXT 串音模型。



图E.73 多根线的适应性DPBO算法的仿真场景

比较了三种频谱管理方法。这三种频谱管理方法被用于三根街边柜的线路，它们是传统的DPBO算法、多对线的自适应DPBO算法和迭代频谱均衡算法（ISB）。仿真中，假设三根街边柜线路的目标速率均为14Mbit/s。

- 对于传统的 DPBO 方法，使用了能够保证了三根街边柜线路的目标速率的最大的公共参数 DPBOFMAX。
- 对于自适应 DPBO 方法，三根街边柜线路用附录 D 中算法 6 所描述的算法 。
- 对于 ISB 算法，4 根线路使用的算法在使得三根街边柜线路可以达到目标速率的同时，最大化了局端线路的速率。ISB 方法需要知道 4 根线路之间的串音耦合。

表E.7列出了仿真结果，可以看到：

- 对于每个方法，三根街边柜的线路都可以达到目标速率。
- 因为 ISB 知道局端和街边柜线路之间的串音耦合，所以它可以使得局端线路获得一个最高的速率。
- 本场景中相比于传统 DPBO 算法，自适应 DPBO 算法对局端线路带来了 56%的速率提升。
- 即使不知道局端和街边柜线路之间的串音，自适应 DPBO 方法仍然可以使得局端线路的速率超过在该场景下用 ISB 方法所获得线路速率的 84%。

表E.7 三个频谱管理方法的速率结果（Mbit/s）

线路类型	局端	街边柜		
线路长度	3 km	1 km	1.5 km	2 km
DPBO	2.99	19.30	17.80	14.03
ADPBO	4.68	14.02	14.02	14.01
ISB	5.56	14.03	14.02	14.00

附录 F

(资料性附录)

识别串音信道与频谱

F.1 概述

本附录对在 DSM 使用以及验证中所采用的线路、串音插入损耗以及频谱的模型进行了详细阐述。

F.2 线捆的MIMO RLCG矩阵特征

F.2.1 线捆(线缆)特征

本节着重描述电话双绞线捆的传输特性。至少对于传输频率低于 30MHz 的电信号,可以通过一种业界熟知的多端口模型(即“ABCD”理论),对绝大多数的电话双绞线或星绞线建模。该理论在 T1.417-2003 标准中被应用于单对双绞线。无论线缆是否进行了绞合,本节均将上述标准中所得到的结论推广到多输入多输出(MIMO)矩阵信道模型中,从而能对各类 DSL 接入方式中线捆间串音进行更直接准确的建模。

线捆中每一对线路会对其他所有线路在相同方向上具有某种传输特性,即 FEXT 传输函数,同时在相反方向上也具有某种传输特性,即 NEXT 传输函数。本节将采取类似 T1.417-2003 中 Annex C 的方式,利用线捆的矩阵传输函数以度量其内部各线路间的传输特性。特别的,引入 6 端口模型³以刻画线捆中两对线路间 FEXT 和 NEXT 耦合函数,并从中体现绞合以及线路间距的影响。单独的 FEXT 与 NEXT 特征可由多类测量方法(正如在 DSL 中经常被使用的方法)测量,但在使用建议的模型时,这些测量方法并非必须。一些混合了理论模型和测量数据的方法被应用于线捆建模,以能足够准确地估算大多数 DSL 传输技术中的频谱相容性。本节所述模型同样使用业界熟知的长度相关电导与电容来刻画完美及不完美绞合,从而 MIMO 模型中的串音(尤其是由小幅绞合变化所引起的大范围变化)得以建模。该模型推广了前述功率求和平均模型,以度量各线对之间在增益与相位上的影响。这些独立的串音影响可以在相关或者不相关意义下进行叠加,以对动态频谱管理中一系列相关情形进行建模。

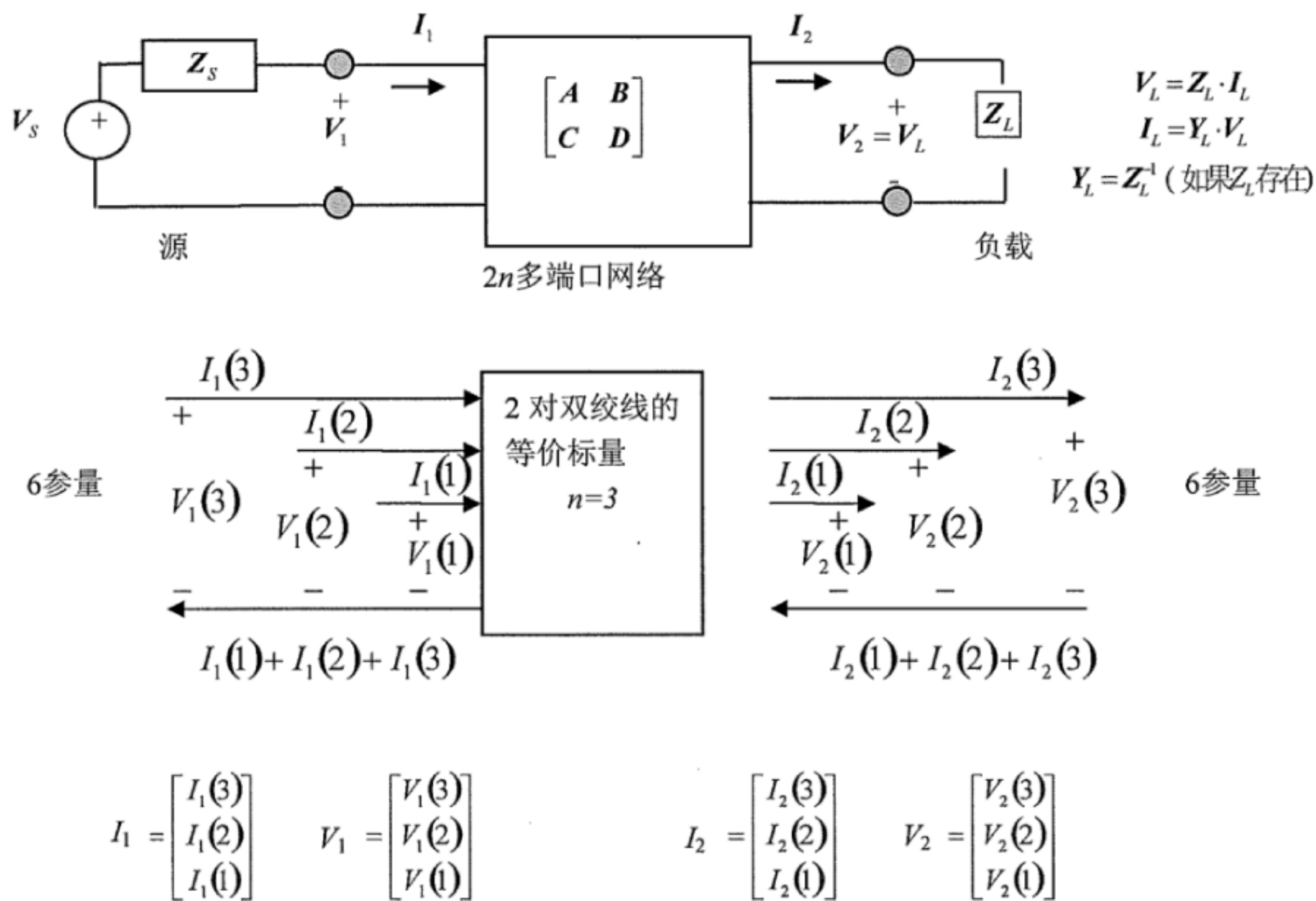
F.2.2 节回顾了一般的矩阵 ABCD 模型,F.2.3 节将其应用到线捆的多对双绞线场景中。F.2.4 节列举了该模型的多种微分变形,用以描述幻象和/或分离线对分量。F.2.4 节推导了矩阵形式下功率传输的结果。F.2.5 节探讨了反射系数到反射矩阵的推广。F.2.6 节讨论了不同类型线捆级联的情况,这些线捆可能包含了不同线长乃至在某些线路上存在桥接抽头的。F.2.7 综合考虑级联、绞合模型以及在 T1.417 较好确定的测量得的 RLCG 参数,并将其整合到一系列的参数与规则中,从而对任意级联线捆的可以提供一个完整的模型。另外针对“忽略绞合”下简化的模型,F.2.7 还研究了多种平均意义下的模型并对其列举了各自参数。F.2.8 节将各类已知的 RLCG 数值制成表格。

F.2.2 “ABCD”矩阵模型

图F.1描述了一个包含 $2n$ 个端口并使用电压和电流向量作为输入和输出的线性电路。对一个包含了 m 对双绞线的线捆,则有 $n=2m-1$ (m 对线有 $2m$ 根线,而之所以减1是因为使用1根线作为测量和计算的参考线)。线捆两端各有 n 个端口,而 $2m$ 根线中任意一根线均可作为参考线。在此表示形式下,电压或电流向量的各分量表示线捆中各对应线路上的电压或电流。本形式同样可以对单线路的向量形式的传输函数(F.2.3节将指出NEXT与FEXT可以间接地获得)建模。每个端口与参考线端口间均存有电压,而每个端

3) ³ $2n$ 端口的一般模型中, $n=2m-1$, m 为双绞线的对数。

口的上方路径中均有电流。图F.1描述了 $n=3$ 时的一个示例。电压和电流均依赖于源电压以及源阻抗（端口1）和负载阻抗（端口2），并且总是通过矩阵形式相互依赖。



图F.1 向量多端口网络模型。向量和矩阵用粗体表示

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \phi \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \text{ 或 } \begin{bmatrix} V_1 = AV_2 + BI_2 \\ I_1 = CV_2 + DI_2 \end{bmatrix} \quad (\text{F.1})$$

中， ϕ 是一个 $2n \times 2n$ 矩阵（非奇异且非平凡的情况），由频率相关的4个 $n \times n$ 子矩阵 A 、 B 、 C 、 D 构成，且这4个矩阵均只依赖于网络自身而与外部连接无关。作为T1.417-2002中业界熟知的 $n=1$ 情形下的推广，以下列举了各量的矩阵电路解释。

A ：开路电压比矩阵； B ：短路阻抗矩阵； C ：开路导纳矩阵； D ：短路电流比矩阵；
通过使用变换， ϕ^{-1} 可得

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A - BD^{-1}C)^{-1} & 0 \\ 0 & (D - CA^{-1}B)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & -BD^{-1} \\ -CA^{-1} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \phi^{-1} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (\text{F.2})$$

当 $\phi=I$ ，即为单位阵时，网络由上方路径与下方路径平凡相连构成（ $A=D=I$ ， $B=C=0$ ）。而本标准所感兴趣的是 $n \times n$ MIMO 网络传输函数 $T(f)$ ，其定义为

$$V_2 = T(f)V_1 \quad (\text{F.3})$$

其中 $T(f)$ 显式表明了该函数与频率相关，但为了简化符号，上式没有显式标记电压与频率相关。 $(2m-1) \times (2m-1)$ 矩阵 $T(f)$ 将单端口的插入损耗参数推广到插入损耗矩阵。插入损耗矩阵在形式上表示负载与电源间插入线缆后负载端的电压（向量） $V_2(f)$ 与不通过线缆直接将电源加载到负载上的电压（向量，且此时等于 $V_1(f)$ ）比值。

MIMO 传输函数与最终（最右边）的网络输出有关。理论上，如果网络终端阻抗为 $n \times n$ 矩阵 Z_L 且 $V_2 = Z_L \cdot I_2$ ，则可以将双端口情况下的传输函数直接推广多端口情况。因而，只有当该阻抗存在时，传输函数为

$$T(f) = Z_L(AZ_L + B)^{-1} = (A + BZ_L^{-1})^{-1} \quad (\text{非差分负载}) \quad (\text{F.4})$$

然而当 $m > 1$ 时，即使是寻常场景每对差分线终端独立负载，上述负载阻抗矩阵也不一定存在。不过在该场景中，负载导纳却存在且 $V_2 = (C + D \cdot T_L)^{-1} \cdot I_1$ ，因而定义电流电压比矩阵传输函数，以替代上述的矩阵传输函数。进一步地，利用网络输入导纳矩阵 $I_1 = Y_1 \cdot V_1$ ，可以得到传输函数明确的另一种形式的定义

$$T(f) = (C + D \cdot T_L)^{-1} \cdot Y_1 \quad (\text{F.5})$$

在 DSL 线捆组中使用多于等于 2 对线路时，更倾向于使用上述定义。

利用负载导纳，易得网络中的输入导纳为

$$Y_1 = (C + D \cdot Y_L)(A + B \cdot Y_L)^{-1} \quad (\text{F.6})$$

为了叙述更完整，形式上易计算出多端口的 $n \times n$ 矩阵输入阻抗为

$$\begin{aligned} Z_1 &= (AZ_L + B)(CZ_L + D)^{-1} \quad \text{非奇异负载} \\ &= Y_1^{-1} \quad \text{差分负载} \end{aligned} \quad (\text{F.7})$$

其中第一个等式与双端口网络中输入阻抗的计算类似，不过在双端口网络中却不用考虑负载阻抗是否存在的问题。

如图 F.1 所示，MIMO 网络传输函数 $T(f)$ 与 MIMO 传输函数 $H(f)$ 之间可以通过 $n \times 1$ 输入电压源向量 V_s （电压源内部具有有限阻抗矩阵 Z_s ）以及输出电压 $V_L = V_2$ （加载在负载 $Z_L = Z_2$ 上）相关联：

$$V_L(f) = H(f) \cdot V_s(f) = T(f) \cdot Z_1(Z_1 + Z_s)^{-1} \cdot V_s(f) \quad (\text{F.8})$$

然而，在差分激励下 Z^s 可能同样不存在，因而继续使用导纳矩阵 Y_s 替代阻抗

$$V_L(f) = H(f) \cdot V_s(f) = T(f) \cdot (Y_1 + Y_s)^{-1} \cdot Y_s \cdot V_s(f) \quad (\text{F.9})$$

多端口级联时，最终的多端口矩阵为级联的各多端口矩阵的顺序乘积

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \phi_1 \cdot \phi_2 \cdots \phi_{N-1} \cdot \begin{bmatrix} V_N \\ I_N \end{bmatrix} = \phi \cdot \begin{bmatrix} V_N \\ I_N \end{bmatrix} \quad (\text{F.10})$$

对于更加复杂的网络，只要在其级联各分段中均能找出多端口模型，通过上述公式即可计算其传输函数与插入损耗。上述级联模型可以用于不同类型和长度的线缆分段相连的场景。在频谱管理领域，在存在少数小段绞距递增的级联绞合线路场景中，对其进行建模是上述级联公式一个新的且尤其重要的应用。任意级联的逆可以通过计算每段的逆的倒序乘积获得：

$$\phi^{-1} = \phi_{N-1}^{-1} \cdots \phi_2^{-1} \cdot \phi_1^{-1} \quad (\text{F.11})$$

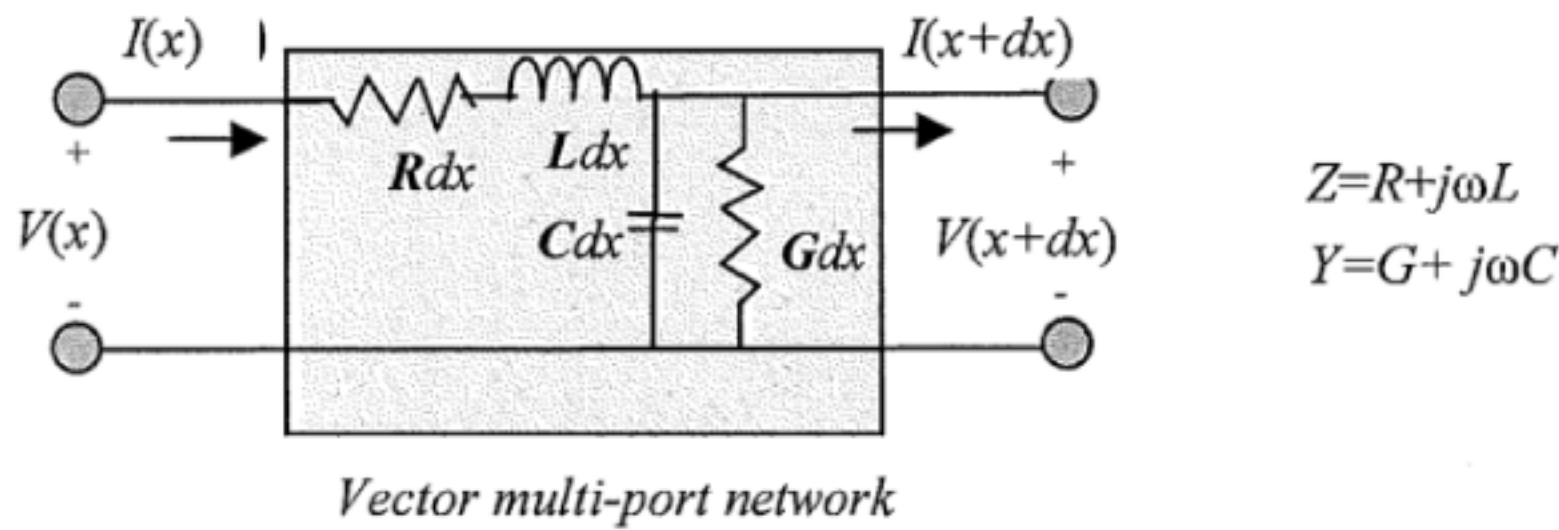
当网络由双绞线线捆级联构成时，矩阵阻抗不匹配下反射系数与正向波和负向波相关。从而，利用描述了这些反射的矩阵反射系数可以得到另一种方法用以计算矩阵 NEXT 传输函数。因而，NEXT 可以看做为回波（echo）⁴ 在 MIMO 下矩阵形式的推广。然而，利用矩阵 T 和 Z_1 同样可以计算所有的 NEXT 和 FEXT

4) ⁴ 除非线路是矩阵匹配的，使用散射参数并不能直接导出 NEXT 函数。这里的匹配需要包括共模在内。除了一些特例外，每对线各自差模匹配并不能推出矩阵匹配。

传输函数。在下面的章节中，多线构成的线捆将被建模成一个多端口级联的模型，该模型由传输线分段的长度以及单位长度上 $n \times n$ 的电阻、电导、电容、电感矩阵刻画。

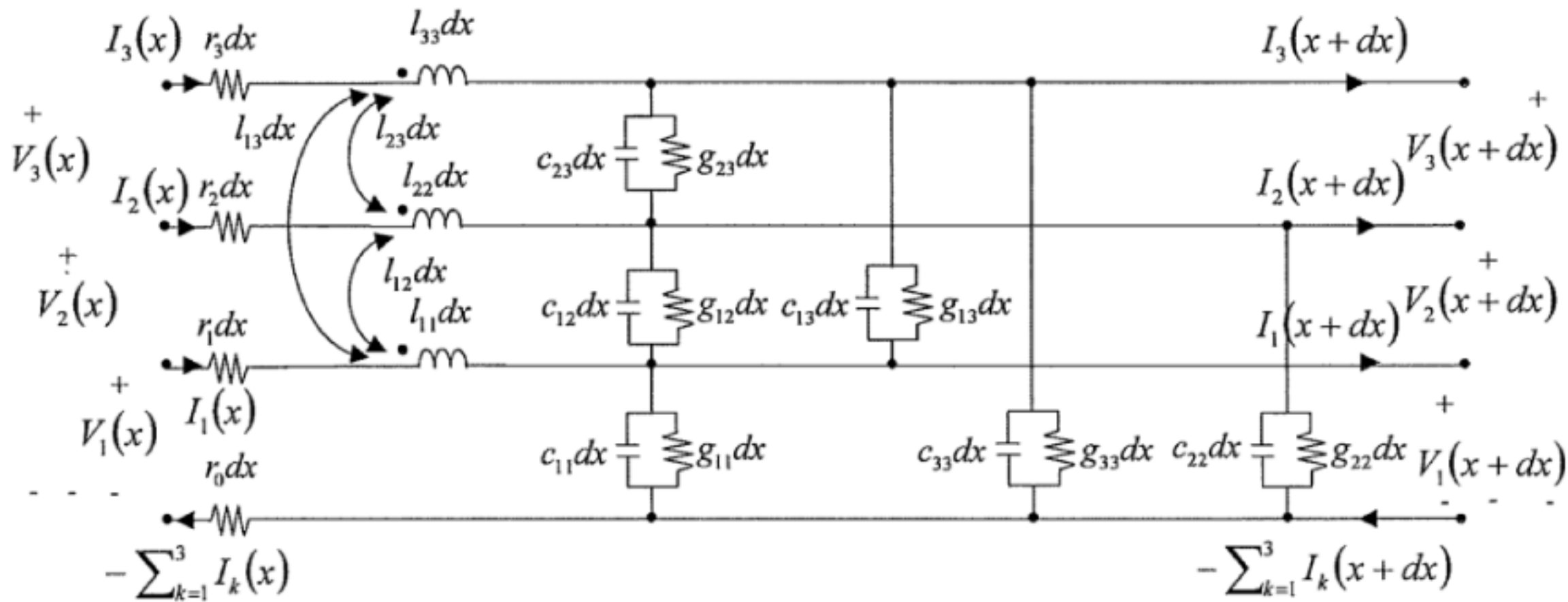
F.2.3 传输线RLCG矩阵特征

传输线的向量多端口的特征可以由图F.2中多端口单位长度模型导出。 $n \times n$ 对称矩阵参数 R 、 L 、 C 、 G 的分量分别表征了单位长度的电阻、电感、电容、电导。图F.3详细的描述了 $n = 3$ 及 $m = 2$ 的情形，对于该情形，两对双绞线的4根导线间有3组电流与电压。继而对于 m 对双绞线，将有 $n = 2m - 1$ 对端口。此时，一旦确定了输入电压和输出电压的传输函数，就可以计算得到任意两个端口间的差分传输函数。线捆所有传输函数均可通过两对双绞线的组合来确定，因此本节将全部以两对双绞线为例⁵。



图F.2 双绞传输线的长度微元

需要特别注意的是，图F.2所示的多端口特征只是电路长度微元的一种最常规的模型。描述电路长度微元还有其他多种等价电路，这些等价电路可能使用了在物理解释上更吸引人的一些参数。



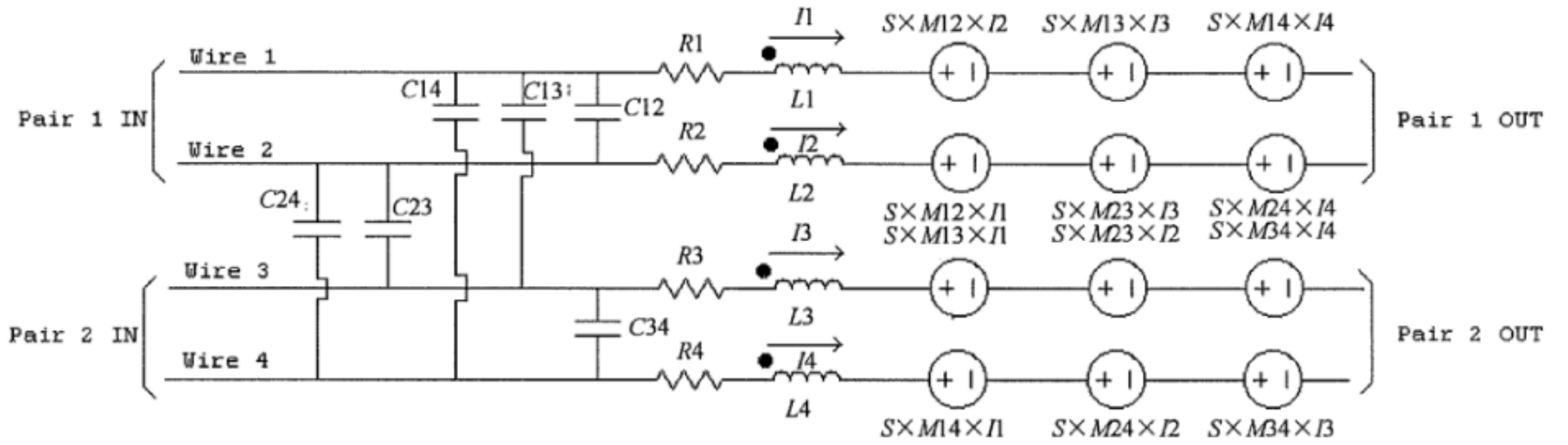
表F.3 多导体传统方法

在本领域中，图 F.3 是一个典型的多导体图。对于该模型，RLCG 矩阵为等式 (F.12) 所确定的对称正定矩阵：

5) ⁶ 两对双绞线可以导出一个 6 端口网络。虽然描述两对双绞线的图可以直接推广到更多的双绞线情形，但是难以描述。

$$\begin{aligned}
 R &= \begin{bmatrix} r_0 + r_3 & r_0 & r_0 \\ r_0 & r_0 + r_2 & r_0 \\ r_0 & r_0 & r_0 + r_1 \end{bmatrix} \\
 L &= \begin{bmatrix} l_{33} & l_{23} & l_{13} \\ l_{23} & l_{22} & l_{12} \\ l_{13} & l_{12} & l_{11} \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} c_{13} + c_{23} + c_{33} & -c_{23} & -c_{13} \\ -c_{23} & c_{12} + c_{23} + c_{22} & -c_{12} \\ -c_{13} & -c_{12} & c_{13} + c_{12} + c_{11} \end{bmatrix} \\
 G &= \begin{bmatrix} g_{13} + g_{23} + g_{33} & -g_{23} & -g_{13} \\ -g_{23} & g_{12} + g_{23} + g_{22} & -g_{12} \\ -g_{13} & -g_{12} & g_{13} + g_{12} + g_{11} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{F.12}$$

如图F.4所示的Joffe电路，矩阵的各分量可能更加直观的。任意长度的线缆均可以视作该电路，当图F.3所示的电路长度微元视作该电路时，所有RLCG参数均需要除以线缆长度以归一化。在使用此归一化时，本节会在字符上加一横以示区别，如 $\bar{R}1 = R1/\text{length}$ ⁶。这将引入一些退化导纳参量，但从技术角度是等价于图F.3中的最小参数模型。使用该模型，同样可以容易地将单对线从两对线集合中分离出来。



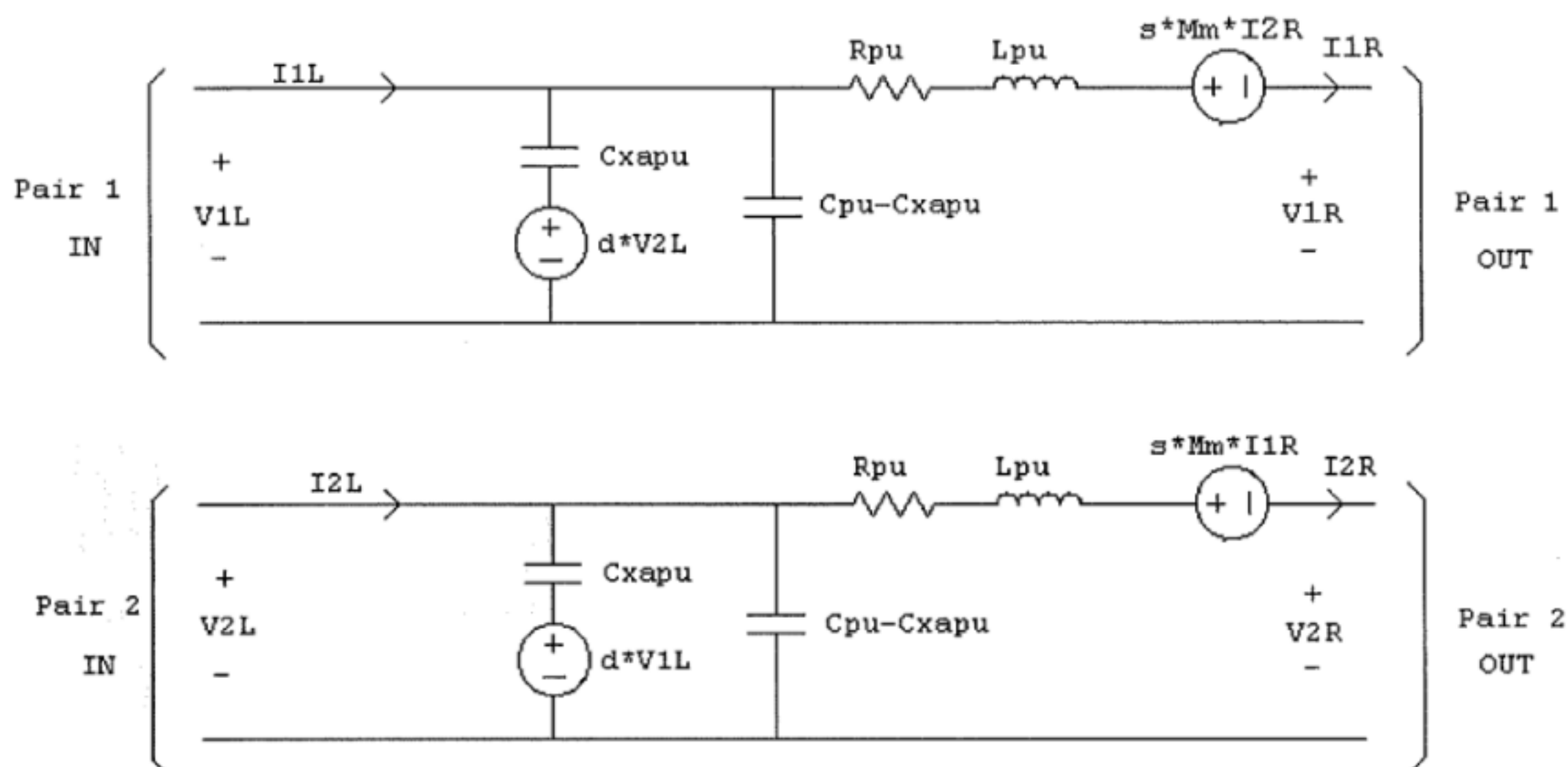
图F.4 双绞线线捆中强调具有明显物理意义参数的Joffe电路

对RLCG矩阵使用等式(F.13) 变形，Joffe电路完全等价于图F.3所示电路。

$$\begin{aligned}
 R &= \begin{bmatrix} \bar{R}1 + \bar{R}4 & \bar{R}4 & \bar{R}4 \\ \bar{R}4 & \bar{R}2 + \bar{R}4 & \bar{R}4 \\ \bar{R}4 & \bar{R}4 & \bar{R}3 + \bar{R}4 \end{bmatrix} \\
 L &= \begin{bmatrix} \bar{L}1 + \bar{L}4 - 2\bar{M}14 & \bar{L}4 - \bar{M}14 - \bar{M}24 + \bar{M}12 & \bar{L}4 - \bar{M}14 - \bar{M}34 + \bar{M}13 \\ \bar{L}4 - \bar{M}14 - \bar{M}24 + \bar{M}12 & \bar{L}2 + \bar{L}4 - 2\bar{M}24 & \bar{L}4 - \bar{M}24 - \bar{M}34 + \bar{M}23 \\ \bar{L}4 - \bar{M}14 - \bar{M}34 + \bar{M}13 & \bar{L}4 - \bar{M}24 - \bar{M}34 + \bar{M}23 & \bar{L}3 + \bar{L}4 - 2\bar{M}34 \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} \bar{C}14 + \bar{C}13 + \bar{C}12 & -\bar{C}12 & -\bar{C}13 \\ -\bar{C}12 & \bar{C}24 + \bar{C}23 + \bar{C}12 & -\bar{C}23 \\ -\bar{C}13 & -\bar{C}23 & \bar{C}34 + \bar{C}23 + \bar{C}13 \end{bmatrix} \\
 G &\equiv \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{F.13}$$

6) ⁶ 与惯例中使用 3 到 0 不同，在 Joffe 电路中线路序号由 1 到 4 标记以区分各线。

Joffe电路有一个有用性质，即其可以近似地退化到图F.5所示电路，而通过单对双绞线的RLCG标量以及3个附加的标量参数即可刻画图F.5所示电路。



图F.5 退化Joffe电路⁷

这三个新参量是：

- (1) Cxa = 总电容的 $\frac{1}{4}$ ，而该总电容测量的是在导线2与3短接，1与0各自独立短接情况下导线1与2之间的电容。
- (2) d — 一个刻画整体上电容不匹配程度的参数，其可以用插入损耗除以 $4\pi f \cdot Z_s \cdot Cxa$ 得到，其中 f 是测量插入损耗使用的频率（通常为 10kHz）， Z_s 是测量时使用的源（负载）阻抗

$$d = \frac{1}{4\pi f \cdot Z_s \cdot Cxa} \cdot 10^{\frac{dB_insertion_gain(f)}{20}} \quad (F.14)$$

- (3) Mm — 互感，计算公式为

$$Mm = \frac{Z_s}{4\pi f} \cdot 10^{\frac{dB_insertion_gain(f)}{20}} \quad (F.15)$$

给定一套等价的RLCG矩阵 (F.16)，对于差分耦合（对于Joffe电路，本节只讨论该耦合），其可以产生相同传输函数。并且可以推出， \bar{M}_{12} 和 \bar{M}_{34} 取任意正数时，不等式 $Mm < 2 \cdot \sqrt{(L - \bar{M}_{12}) \cdot (L - \bar{M}_{34})}$ ⁸ 始终成立。

7) ⁷ $R_{pu} = R$, $L_{pu} = L$, $C_{pu} = C$ ，使用标记“pu”表示“每单元”以在本图中起强调作用。

8) ⁸ 该不等式可以由 L 矩阵的正定性得到。

$$\begin{aligned}
R &= \begin{bmatrix} R & R/2 & R/2 \\ R/2 & R & R/2 \\ R/2 & R/2 & R \end{bmatrix} \\
L &= \begin{bmatrix} L & \frac{1}{2}(L - Mm) + \bar{M}12 & L - \bar{M}34 \\ \frac{1}{2}(L - Mm) + \bar{M}12 & L - Mm & L - Mm - \bar{M}34 \\ L - \bar{M}34 & L - Mm - \bar{M}34 & L - 2\bar{M}34 \end{bmatrix} \\
C &= \begin{bmatrix} \bar{C}xa \cdot (1-d) & C - \bar{C}xa & \bar{C}xa \cdot (1+d) \\ C - \bar{C}xa & \bar{C}xa \cdot (1+d) & \bar{C}xa \cdot (1-d) \\ \bar{C}xa \cdot (1+d) & \bar{C}xa \cdot (1-d) & C - \bar{C}xa \end{bmatrix} \\
G &\cong \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{F.16}$$

计算中，一些减法对数值误差可能是敏感的。但在计算机处理中对 L 、 C （单线的电感和电容标量）以及任意的 $\bar{M}12$ 和 $\bar{M}34$ 保持精度一致的前提下，直接利用上述Joffe电路中的3个参量以及RLCG计算得到的差分结果是相同的。不过，在分离线以及幻象模型中，该方法将导致错误的结果。对于这种模型，Joffe注意到存在其他的一种将 6×6 阶电压电流关系方程组退化为 4×4 阶方程组的方法。

F.2.3.1 矩阵传播常数在线捆上的推广

重新考虑（F.12）：

其中电阻参数有4个，电容、电感、电导参数分别有6个，一共有22个标量。更一般地，对于 m 对线，共有 $n + 1.5n(n+1) + 1 = 6m^2 - m$ 个标量。可以将传输线的一端视作长度微元的级联。在点 x ，对于任意角频率为 $\omega = 2\pi f$ ，双端口电压和电流之间的关系可以用如下微分方程表示

$$\begin{aligned}
-\frac{dV}{dx} &= (R + j\omega L) \cdot I = Z \cdot I \\
-\frac{dI}{dx} &= (G + j\omega C) \cdot V = Y \cdot V
\end{aligned} \tag{F.17}$$

使用相量表示法， V 和 I 是复向量，其各分量为频率为 f 的正弦波峰值的幅度（或者为复指数 $e^{j2\pi ft}$ 的幅度）。 $Z = R + j\omega L$ 是串联电路中单位长度阻抗矩阵， $Y = G + j\omega C$ 是并联电路中单位长度导纳矩阵，这两个矩阵均对称。尽管对称正定矩阵 R 、 L 、 C 、 G 随频率变化，但下文分析将假设在给定频率下这些参量在整条线路的所有段中保持一致。对于绞合的线路，（F.17）中RLCG矩阵的元素可以表达为基于长度求和意义下多个关于 x 的正弦函数的和。

在上述模型中，用RLCG 常量矩阵对每个分段估计电压与电流会产生误差，然而随着分段的长度趋于0该误差会趋向于0。能够应用该估计的一组合理的长度为最小绞距的1%~10%。有一种矩阵积分级数的方法，可通过使用散射矩阵给出显式解。矩阵积分级数方法将传输线作为无穷小的固定参数分段的级联，从而得到非线性矩阵微分方程组的近似解。其使用欧拉法求解得到传输函数，而非通过泰勒级数的一阶近似来估计长度相关的微分方程的解。矩阵积分级数方法与本节使用的方法得到的结果近似，随着分段长度趋于0两者之差将趋于0。此外，这两种方法具有不同的计算复杂度。本标准接下来将对欧拉型矩阵积分级数方法做清楚的阐述。下述说明中使用了固定RLCG的模型，并基于分段长度足够小以使方程的推导足够准确。

方程组 (F.17) 可以记为矩阵形式:

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(R + j\omega L) \\ -(G + j\omega C) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} = F \cdot \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} \quad (\text{F.18})$$

一般而言, 当 F 与 x 相关时该方程为非齐次方程, 此时对于长度为 $x = N \cdot \Delta x$ 的线缆, 欧拉形式的矩阵积分级数解为

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \prod_{n=0}^{N-1} (I + \Delta x \cdot F(n \cdot \Delta x)) \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{F.19})$$

其展开形式为

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \left[I + \Delta x \sum_{n=0}^{N-1} F(n \cdot \Delta x) + (\Delta x)^2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j < i} F(i \cdot \Delta x) \cdot F(j \cdot \Delta x) + \dots \right] \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{F.20})$$

对于齐次方程的情况, 此时 $F(x)$ 为常量, 从而有

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = \left[I + \frac{x \cdot F}{1!} + \frac{(x \cdot F)^2}{2!} + \frac{(x \cdot F)^3}{3!} + \dots \right] \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{F.21})$$

从而在任意频率上得到如下满足边界条件 $x = 0$ 的解

$$\begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} = e^{Fx} \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{F.22})$$

其中, e^{Fx} 由矩阵的特征值分解 $F = Q \Lambda Q^{-1}$ 所确定, 即 $e^{Fx} = Q e^{\Lambda x} Q^{-1}$ 。其中 Λ 与 $e^{\Lambda x}$ 为对角矩阵, 且 $e^{\Lambda x}$ 的对角元为以 e 为底以 Λx 对应对角元为指数的值, 而非对角元为 0。因而, F 的特征值规定了电压和电流的传播模式。这些模式同样可由如下矩阵的特征值平方根所确定

$$(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) = Z \cdot Y \quad (\text{F.23})$$

该矩阵为单位长度阻抗与单位长度导纳矩阵的乘积。在单线 $n=1$ 场景中, 该乘积为线路传播常数的平方。一般情况下, (F.23) 中矩阵特征值的平方根可能为复数, 其实部确定了线捆中各传播模式下衰减, 虚部确定了各传播模式下的相位。而 F 的特征值刚好为 (F.23) 中矩阵特征值的平方根的正负对。因而, 可以记 (F.23) 为

$$ZY = \gamma^2 = (-\gamma)^2 \quad (\text{F.24})$$

其中 γ 为 $n \times n$ 阶唯一满足其特征值的实部均为正数 (以期得到 x 正值递增下的传播方程 $V(x) = e^{-\gamma x} \cdot V_0^+$, 参见方程 (F.24)) 的 ZY 的平方根矩阵。这个矩阵是传输线的传播矩阵, 为业界熟知的单线传播常数的推广。该矩阵的特征值为传输线在各类传输模式下的传播常数, 这些常数的实部表示衰减, 虚部表示相位。传播矩阵不一定是对称的, 因此 $\gamma^2 = Z \cdot Y$ 不一定等于 $(\gamma^T)^2$ (这里上标 T 表示转置, 而上标 $*$ 表示共轭转置)。

对电压电流使用如下变换

$$\begin{bmatrix} \tilde{V}(x) \\ \tilde{I}(x) \end{bmatrix} = Q^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V(x) \\ I(x) \end{bmatrix} \quad (\text{F.25})$$

无论新向量的各元素是电压还是电流，都只有一个模式。该模式由方程 $\tilde{v}_i(x) = e^{\lambda_i x} \cdot \tilde{v}_i(0)$ 决定，其中 λ_i 为 F 的一个特征值，从而任意的电压和电流都可以简单地表示为上述电压电流形式的线性组合。

基于长度无关RLCG，微分方程组 (F.18) 的解可以表示为两组方向相反的电压电流波

$$\begin{aligned} V(x) &= e^{-\gamma x} \cdot V_0^+ + e^{\gamma x} \cdot V_0^- \\ I(x) &= e^{-\gamma^T x} \cdot I_0^+ + e^{\gamma^T x} \cdot I_0^- \end{aligned} \quad (\text{F.26})$$

将上述任一解返回代入至一阶电压电流微分方程组 (F.17)，可得在传输线上，正向电压与正向电流以及负向电压与负向电流间均可以通过方向无关的特征阻抗矩阵相联系。该矩阵为如下对称矩阵且具有正实部，如公式 (F.27), (F.28) 和 (F.29) 所示

$$Z_0 = Z \cdot \gamma^{-T} = Y^{-1} \cdot \gamma^T = \gamma^{-1} \cdot Z = \gamma \cdot Y^{-1} \quad (\text{F.27})$$

且

$$V_0^+ = Z_0 \cdot I_0^+ \quad (\text{F.28})$$

$$V_0^- = Z_0 \cdot I_0^- \quad (\text{F.29})$$

从而可得如下 R 、 L 、 C 、 G 参量

$$\begin{aligned} R &= \Re\{\gamma \cdot Z_0\} \\ L &= \frac{1}{\omega} \Im\{\gamma \cdot Z_0\} \\ C &= \frac{1}{\omega} \Im\{Z_0^{-1} \cdot \gamma\} \\ G &= \Re\{Z_0^{-1} \cdot \gamma\} \end{aligned} \quad (\text{F.30})$$

双绞线传输以及各类 DSL 的场景中，上述 4 个矩阵参量(F.30)鲜有为 0 的情况。因而在教科书或者其他领域中研究的“无损传输线”或“无散射”传输等简化场景，均非研究 DSL 线捆时所关注的对象。一旦测量得到这些参数的值（以及负载和源阻抗），其他电路传输函数均可以通过计算获得，而图 F.3 与图 F.4 所示电路的细节并不影响由方程 (F.30) 计算得到的传输函数。

长度为 d 一段传输线在负载处有 $V_L = V(d)$ 及 $I_L = I(d)$ 。其可作为边界条件，从而有(F.31)。

$$\begin{aligned} V_L &= V(d) = e^{-\gamma d} \cdot V_0^+ + e^{\gamma d} \cdot V_0^- \\ I_L &= I(d) = e^{-\gamma^T d} \cdot I_0^+ + e^{\gamma^T d} \cdot I_0^- \end{aligned} \quad (\text{F.31})$$

由于 (F.28) 和 (F.29) 中公共的比例因子 Z_0 将两个方向的电压波与各自同方向的电流波相关联，求解上述两个方程可得如下 V_0^+ 与 V_0^- ：

$$\begin{aligned} V_0^+ &= \frac{1}{2} \cdot (V_L + Z_0 \cdot I_L) \\ V_0^- &= \frac{1}{2} \cdot (V_L - Z_0 \cdot I_L) \end{aligned} \quad (\text{F.32})$$

一般地，将这些常量重新回代到原式中，再根据 $x=d$ 的电压与电流计算 $x=0$ 处电压与电流，可以得到如下多端口表示形式

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma d) & \sinh(\gamma d) \cdot Z_0 \\ \sinh(\gamma^T d) \cdot Z_0^{-1} & \cosh(\gamma^T d) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V(d) \\ I(d) \end{bmatrix} \quad (\text{F.33})$$

$n \times n$ ABCD 矩阵的元素可以从 (F.33) 中 $2n \times 2n$ 矩阵获得。从而, 工程师可使用图 F.1 中 $2n$ 端口模型来代替图 F.2 中分布模型, 以给定长度为 d 的传输线建模成单个“集总”多端口。在建立矩阵的特征值所满足的双曲函数后, 再通过使用相同的特征向量独立地重构矩阵函数, 基于此, 可以建立矩阵双曲函数。

已知负载导纳满足 $I(d) = Y_L \cdot V(d)$, 传输函数矩阵 $V(d) = T \cdot V(0)$ 可变形为 (基于方程(4): $T = (A + BY_L)^{-1}$), 其中

$$T = [\cosh(\gamma d) + \sinh(\gamma d) \cdot Z_0 \cdot Y_L]^{-1} = [I + \tanh(\gamma d) \cdot Z_0 \cdot Y_L]^{-1} \cdot Z_0 \cdot Y_L^{-1} \cdot \text{sech}(\gamma d) \quad (\text{F.34})$$

双端口的输入阻抗定义为 $V(0) = Z_1 \cdot I(0)$ 或者

$$Z_1 = Z_0 \cdot [\cosh(\gamma^T d) + \sinh(\gamma^T d) \cdot Y_L \cdot Z_0]^{-1} \cdot Y_L \cdot Z_0 + \sinh(\gamma^T d) \cdot Y_L \cdot Z_0 \quad (\text{F.35})$$

对于充分大的 d 有 $\cosh(\gamma^T d) \rightarrow \sinh(\gamma^T d)$, 因此超长线捆的输入矩阵阻抗为 $Z_1 = Z_0$ 。

继而由 (F.8) 与 (F.9) 可得任意场景下的源-负载矩阵传输函数

$$H = T \cdot Z_1 \cdot (Z_1 + Z_s)^{-1} \text{ 或 } H = T \cdot (Y_1 + Y_s) \cdot Y_s \quad (\text{差分源}) \quad (\text{F.36})$$

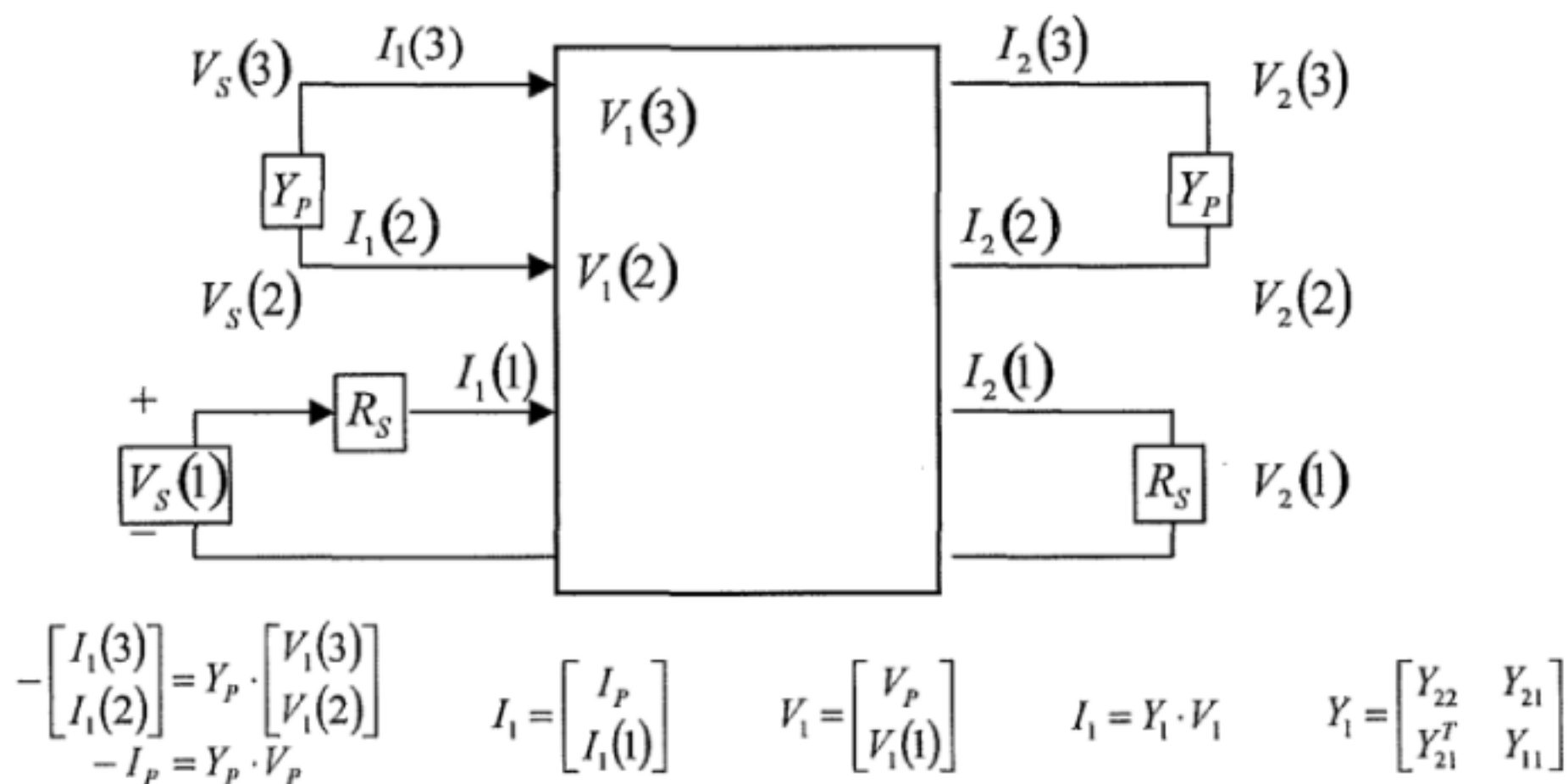
同时, 正如 F.2.3.2 节所述, 多端口模型可用于刻画源与负载。因而, 一般而言, 可将级联多端口方程 (F.8) (F.9) 直接应用于多端口模型。如果级联中存在多段 R 、 L 、 C 、 G 参数不同的传输线段, 则需对其各自应用多端口模型。这种分段情况会出现在使用不同线规的线拼接成一根完整的双绞线的场景中。即使线捆的一段中只有一根线路特征参数发生了改变, 这段线捆的模型也需要随之改变。

对于多段分别由 $m = 2n - 1 = 3$ 对线级联构成的传输线, 其可以用方程 (F.11) 的乘积结果来刻画, 当中连乘的每个矩阵对应于传输线的一子段。从而可以用 $2n \times 2n$ 矩阵 (本节例子中为 6×6 矩阵) 刻画这一级联的线捆。相同的广义形式可被用于确定整个线捆矩阵。该形式中是一个 $2n$ 端口的 ABCD 矩阵, 其中 $A = \cosh(\tilde{\gamma})$ 并与某选定长度⁹相乘以确定一个等价的传播常量矩阵。继而级联下的特征阻抗可由 $Z_0 = \sinh^{-1}(\tilde{\gamma}) \cdot B$ 确定, 并可计算插入损耗矩阵、阻抗以及传输函数。

F.2.3.2 标量源与差分负载下标量线路与串音函数的计算

图 F.6 形象地描述了一个激励为标量电压典型场景, 其中终端和电源使用两根差分线, 而 Y_p 是另一对差分线上负载的导纳, 其他的参量在图 F.6 下方的方程中定义。

9) ⁹ 该长度可以是多个齐次分段的长度和, 且在齐次的情况下是一个标量, 从而在矩阵乘法中相当于与矩阵所有元素相乘。



图F.6 用于标量传输函数计算的具有差分负载的3x3示例

利用已知的矩阵导纳 Y_1 （如图F.6中定义）可以计算出所有的标量传输函数。基于两个基本的电路方程

$$-Y_P \cdot V_P = Y_{22} \cdot V_P + Y_{21} \cdot V_1(1) \quad (F.37)$$

$$-I_1(1) = Y_{22}^T \cdot V_P + Y_{11} \cdot V_1(1) \quad (F.38)$$

输入电流与电压之间的关系为

$$I_1(1) = \underbrace{\left[Y_{11} - Y_{21}^T \cdot (V_P + V_{22})^{-1} \cdot Y_{21} \right]}_{y_1} \cdot V_1(1) \quad (F.39)$$

对于使用了相同阻抗的差分源，则有 $Y_P = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} & -\frac{1}{R_S} \\ -\frac{1}{R_S} & \frac{1}{R_S} \end{bmatrix}$ ，其为奇异阵。标量源电压加载到网络上后与

输入电压的关系为

$$V_S(1) = R_S \cdot I_1(1) + V_1(1) = [1 + R_S \cdot y_1] \cdot V_1(1) \quad (F.40)$$

或

$$V_1(1) = \frac{V_S(1)}{1 + R_S \cdot y_1} \quad (F.41)$$

由（F.37）可得

$$V_P = -(Y_P + Y_{22})^{-1} \cdot Y_{21} \cdot V_1(1) \quad (F.42)$$

从而有

$$H_{NEXT} = \frac{V_1(3) - V_1(2)}{V_S(1)} = [-1 \quad 1] \cdot \frac{(Y_P + Y_{22})^{-1} \cdot Y_{21}}{1 + R_S \cdot y_1} \quad (F.43)$$

以及

$$H_{FEXT} = \frac{V_2(3) - V_2(2)}{V_S(1)} = [1 \quad -1 \quad 0] \cdot \frac{T}{1 + R_S \cdot y_1} \cdot \begin{bmatrix} -(Y_P + Y_{22})^{-1} \cdot Y_{21} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (F.44)$$

并且源到负载的主要传输函数为

$$H = \frac{V_2(1)}{V_S(1)} = [0 \quad 0 \quad 1] \cdot \frac{T}{1 + R_S \cdot y_1} \cdot \begin{bmatrix} -(Y_P + Y_{22})^{-1} \cdot Y_{21} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (F.45)$$

通过重新对导线进行标号并重复上述推导，可以得到其他三组NEXT和FEXT传输函数。无论有多少对线路， V_P 、 I_P 、 Y_P 、 Y_{22} 、 Y_{21} 总是 $(2n-2)$ 维的，且方程（F.35）~（F.37）及（F.40）~（F.42）总成立。

在计算中，方程（F.43）和（F.44）右端的第一个向量中受到串音的两对线所对应的位置上分别为+1与-1这两个非0元。（F.45）中的第一个向量的分量中除了最后一个（最右边）为1外其余均为0。对于包含 m 根线的线捆，在计算得到所有相关串音传输函数后，即可简单地通过叠加得到多对线到某一对线的总串音。

非一致连加

对于异步且各线独立激励的系统，串音可以通过如下公式计算

$$S_{xtalk}(f) = \sum_{\text{all crosstalkers } i} |H_{NEXT \text{ or } FEXT, i}(f)|^2 \cdot S_{DSL-IN, i}(f) \quad (F.46)$$

在传输线模型是正确且精确的假设下，该公式比以前使用的方法要好。那些方法包括使用平均的方法、指数为0.6的经验方法，等等。更重要的是，该方法在亟需准确计算线捆中串音功率的有关场景下，可以计算出比较中肯的结果。

一致连加

在Annex B中所述的向量传输中，可以使用一致连加。此时，将来自所有输入的串音简单相加即可得到信道输出电压、增益、相位。

$$V_{xtalk}(f) = \sum_{\text{all excitations } i} H_{NEXT \text{ or } FEXT, i}(f) \cdot V_{DSL-IN, i}(f) \quad (F.47)$$

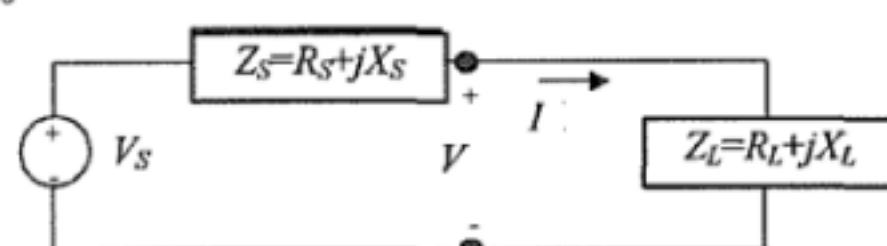
在一致与非一致连加的组合中，必须先将每组中一致的串音源电压相加，并得到幅度平方，再将各独立组中幅度的平方按照非一致连加的方法计算总串音。

F.2.4 线捆功率

传输线上正弦波的相量电压向量为 V 、相量电流向量为 I ，那么该正弦波的平均（rms）功率为

$$P(f) = \frac{1}{2} \Re[I^* V] \quad (F.48)$$

其中 $*$ 表示共轭转置。除非一半的导线（每对线路中一根）的电压均为0（ $V_{2n} = 0, n=0,1,\dots$ ），该功率并不等于各线路上传输功率之和。图F.7是一个简单相位电路，电路中输入电流向量为 I 、电压向量为 V 、负载的具有阻抗矩阵为 $Z_L = R_L + jX_L$ 。



用于功率分析的简单电路

图F.7中当负载阻抗等于源阻抗的共轭即 $Z_{L,opt} = R_S - jX_S$ 的时候，电源到负载的电传输为最大功率传输。反之则不成立——对于给定负载，当源阻抗 $R_S = 0$ 时才是最大功率传输。通常在线路阻抗固定的情况下应当使用阻抗为0的源，然而，混合耦合电路中使用双向线会导致源阻抗与负载阻抗匹配。该情况下，总功率的一半被负载吸收。线捆终端检测是使用最大功率传输的结果的一个实例。为了从线捆到负载传输最大功率，负载的阻抗必须为线捆阻抗向量的共轭。正如T1.417频谱管理所假设的，可能不是所有线路都阻抗匹配，这给线捆激励和匹配方面引入了有趣的问题。当线路较长，负载阻抗为线路自身的特征阻抗时，最佳的负载为

$$Z_{L,opt} \cong R_0 - jX_0 \quad (F.49)$$

即线路中一半的功率是加载在负载上的（另外的一半耗散在线路自身上）。

除非阻抗没有电抗部分，最大功率传输与无反射传输（参见下一节）的条件是不一样的。无抗性电阻是常见的，特别地，中频至高频段长线路的特征阻抗矩阵为实矩阵（电阻性）。

F.2.5 反射矩阵

当负载阻抗矩阵等于线捆特征阻抗矩阵（而非特征阻抗矩阵的共轭）时，(F.32)中负向波为常数 $V_0^- = 0$ 。从而，线路中没有反射波，所有的关系得以简化。上述匹配很难在实际的线捆环境中出现。在 $x=d$ 处，微分方程的解中正向波向量与负向波向量存在如下矩阵关系

$$e^{-\gamma d} \cdot V_0^- = \rho \cdot e^{+\gamma d} \cdot V_0^+ \quad (F.50)$$

其中 $n \times n$ 反射矩阵 ρ 为

$$\rho = [Y_0 + Y_L]^{-1} \cdot [Y_0 - Y_L] \quad (F.51)$$

当传输线阻抗匹配即终端负载阻抗为其特征阻抗 $Z_L = Z_0$ 时，该矩阵显然为0。返回损耗矩阵定义为反射矩阵的逆。阻抗匹配的场景避免信号反射回线捆。在 $Z_L = Z_0$ 的场景中，线路输入阻抗矩阵同样为 $Z_I = Z_0$ 。当传输线阻抗矩阵几乎为实矩阵时不会有反射，此时对应到F.2.4节所述的线捆到阻抗匹配的负载之间的最大能量传输。不过，如果线路特征阻抗为复值，负载阻抗为特征阻抗的共轭时为最大能量传输，因而DSL线捆的无反射传输并不是最大能量传输。多类线的 R 和 G 参数会随着频率升高而逐渐变得可忽略，从而在这些频率上， $Z_L = Z_0 \approx (L \cdot C^{-1})^{1/2}$ 为实矩阵。而当每个环路都是差分终端阻抗均与其单对线的特征阻抗时，上述情况一般不会出现。

类似地，源反射矩阵可以写作

$$\rho_s = [Y_s + Y_0]^{-1} \cdot [Y_s - Y_0] \quad (F.52)$$

该源反射矩阵度量了反射导致的负向向量波的幅度与输入线捆的正向向量波之间的关系。相应的，在源和线捆间接口上的返回损耗矩阵为源反射矩阵的逆。同样，导致电能到线捆中最大功率传输的源阻抗 $Z_s = R_1 - jX_1$ 也不是源端无反射传输的必要条件。源端发出的波将以波群速度在线上传输并伴随着相位变化，并在另一端产生反射，继而在源端产生反射，并循环往复下去。除非线捆终端阻抗矩阵与线捆的特征阻抗矩阵相等，上述一系列的反射会导致线捆中瞬变的电流。再次，在所使用的频段范围内，如果线捆的特征阻抗矩阵为实矩阵，则可以同时满足最大能量传输和消除反射。当线路相当长时，在一些场景中，衰减通常会使得上述反射变得可以忽略不计。

F.2.6 级联中传输函数矩阵的计算

通过将双绞传输线中级联的各段的多端口ABCD矩阵连乘，可以计算多端口的整体矩阵传输函数。本节将通过相应的多端口矩阵给出一些示例，以对此进行说明。如本节所有图中所示，所有矩阵将以图中各段出现的自然顺序从左至右连乘。从而，整体多端口的传输矩阵函数为

$$\phi = \phi_0 \cdot \phi_1 \cdots \phi_N \quad (F.53)$$

其中源分压器的传输函数可以利用如下矩阵建模

$$\phi_0 = \begin{bmatrix} I & Z_s \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (F.54)$$

在一般常见的场景中，各线有其各自差分驱动器阻抗 R_s ，此时源阻抗矩阵为如下奇异阵

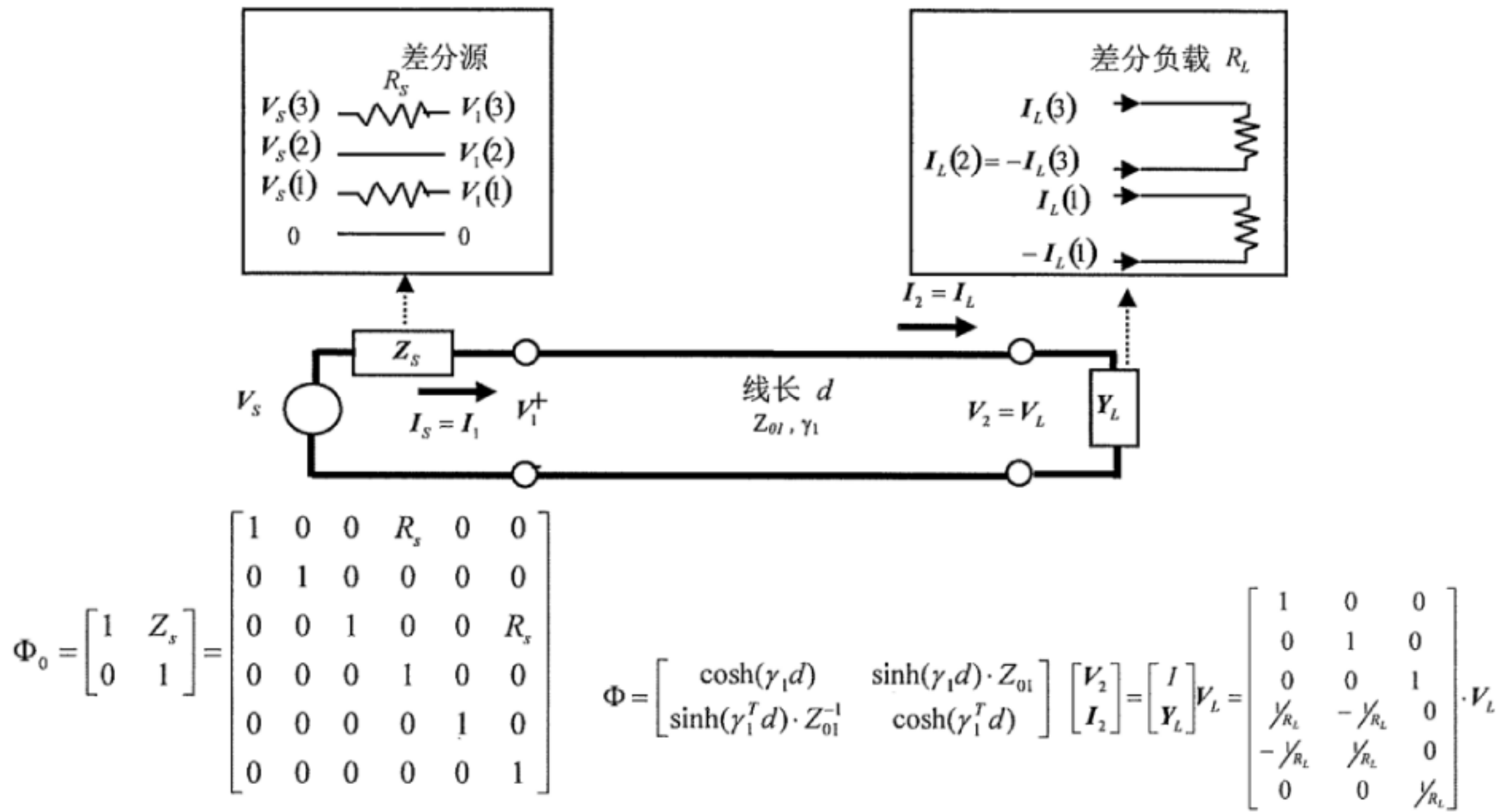
$$Z_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (F.55)$$

然而，通常可以使用方程 (F.33) ~ (F.35) 处理差分源激励的环境。一般可以用 $I_L = Y_L \cdot V_L$ 刻画最终输出电压与电流之间的关系。在线路差分终端负载电阻为 R_L 时， Y_L 是奇异阵（因而不存在负载阻抗矩阵）

$$Y_L = \begin{bmatrix} 1/R_L & -1/R_L & 0 \\ -1/R_L & 1/R_L & 0 \\ 0 & 0 & 1/R_L \end{bmatrix} \quad (\text{F.56})$$

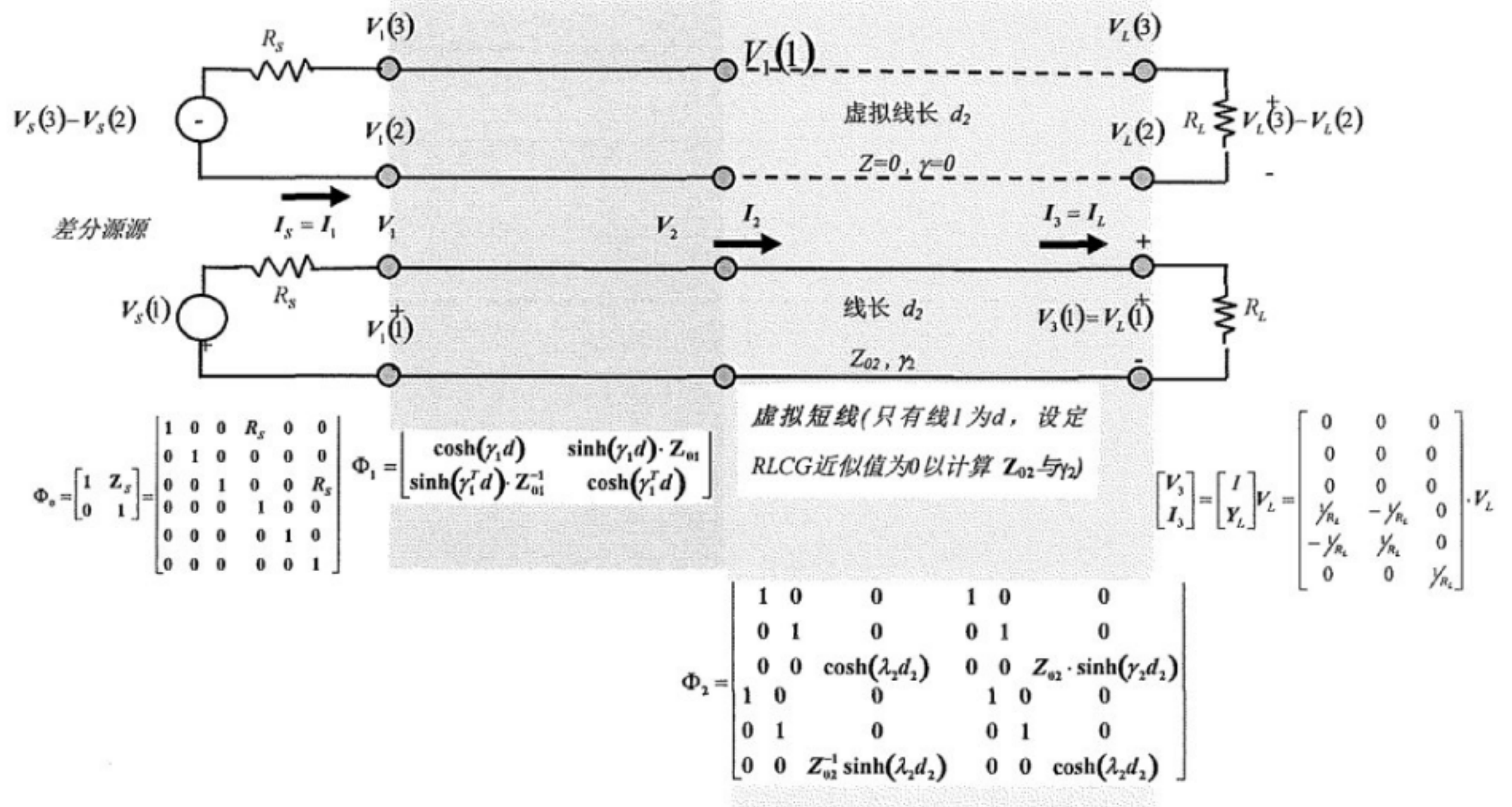
在绑定即利用 4 根或一组双绞线以达到更大速率的配置下，可使用其他源阻抗矩阵与负载阻抗矩阵，但需要特别谨慎。

图 F.8 是一个最简单的配置。该示例中两对线在同一线捆中且为同类型，具有相同的长度，且线路驱动与负载均使用差分模式。图 F.9 中两根线的长度不同——当两对线分别有不同的起始和终止位置时，会出现线长不同的场景。图中描述了一个基本的思想，即在更短或者缺失的一对线中的一个任意给定的物理位置处插入一段虚拟的分段，以使两对线线长一致。就本质而言，图中虚拟线下方对应的一段传输线相当于具有标量 RLCG（标量的 Z_{02} 和 γ_2 ）的一段单传输线，而虚拟线路的传输函数则为简单的透传。



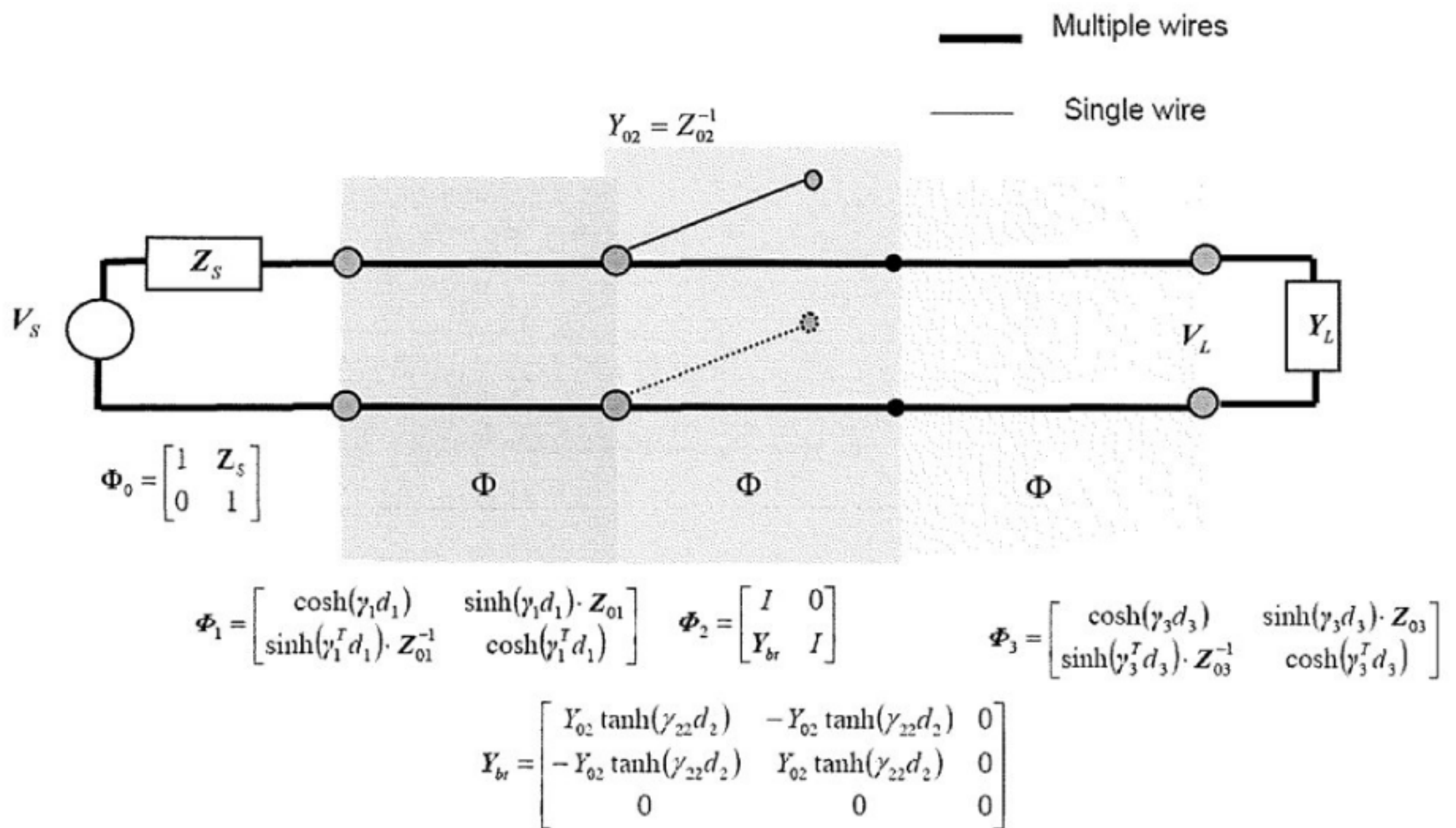
图F.8 具有差分源与负载的简单统一（所有线长一样）线捆，（ Z_{01} 与 γ_1 为2对双绞线的 3×3 矩阵）

——差分激励见方程 (F.35) ~ (F.43)

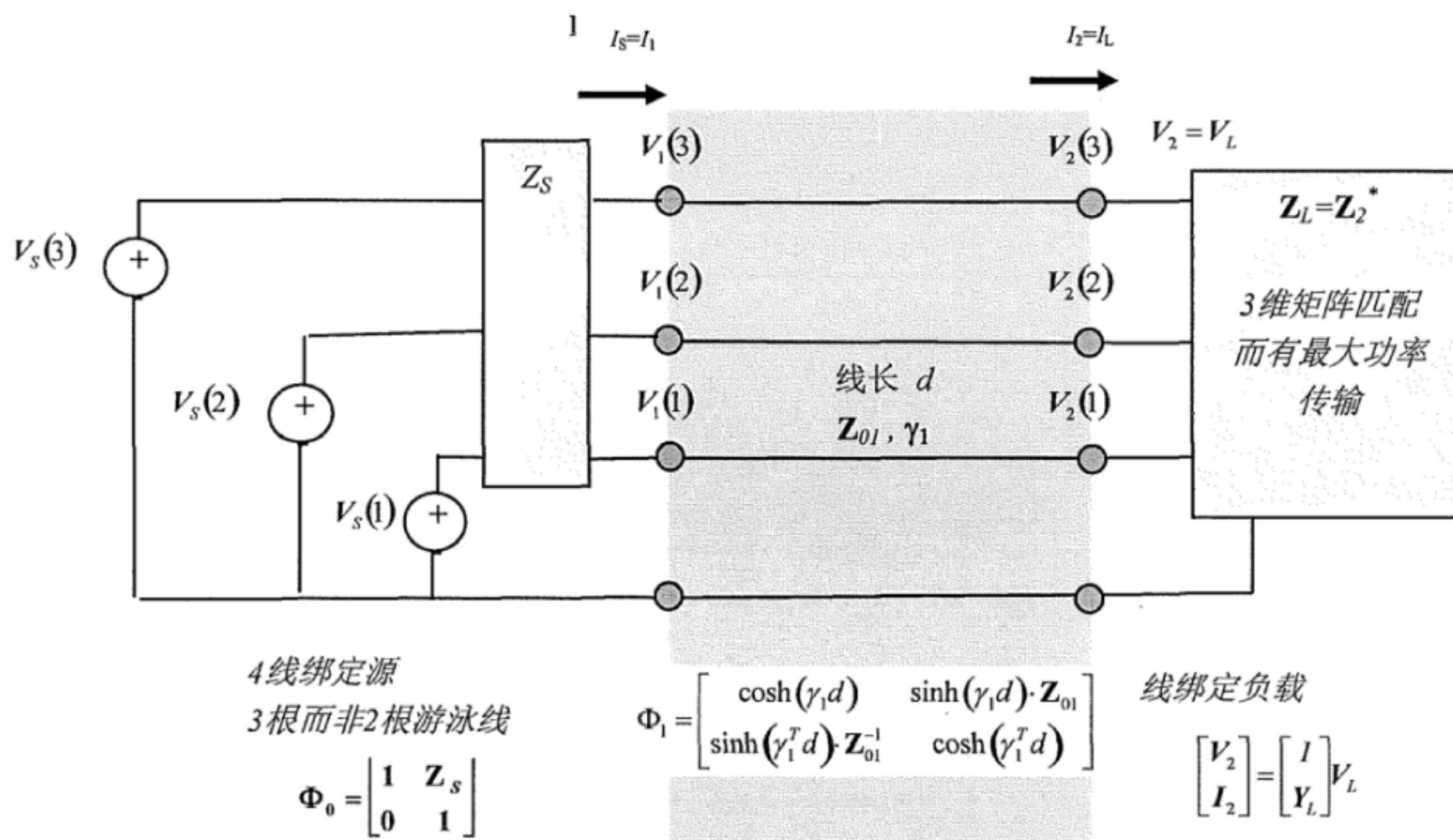


图F.9 不同线长中对短线插入RLCG为零的虚拟分段

图 F.10 描述了一个线路等长的场景，其中一对线路在其某个位置有桥接抽头，另一对没有。



图F.10 一根线上有桥接抽头的示例



图F.11 线路配置为双绞线传输中多端口级联的示例

图 F.11 描述了 4 根线的场景，该场景中最大能量传输的差分模式的源与负载可能可以使用矩阵电路替代。当源与负载间的 4 绞线连续时，整个系统的 Φ 为一个 6×6 矩阵。

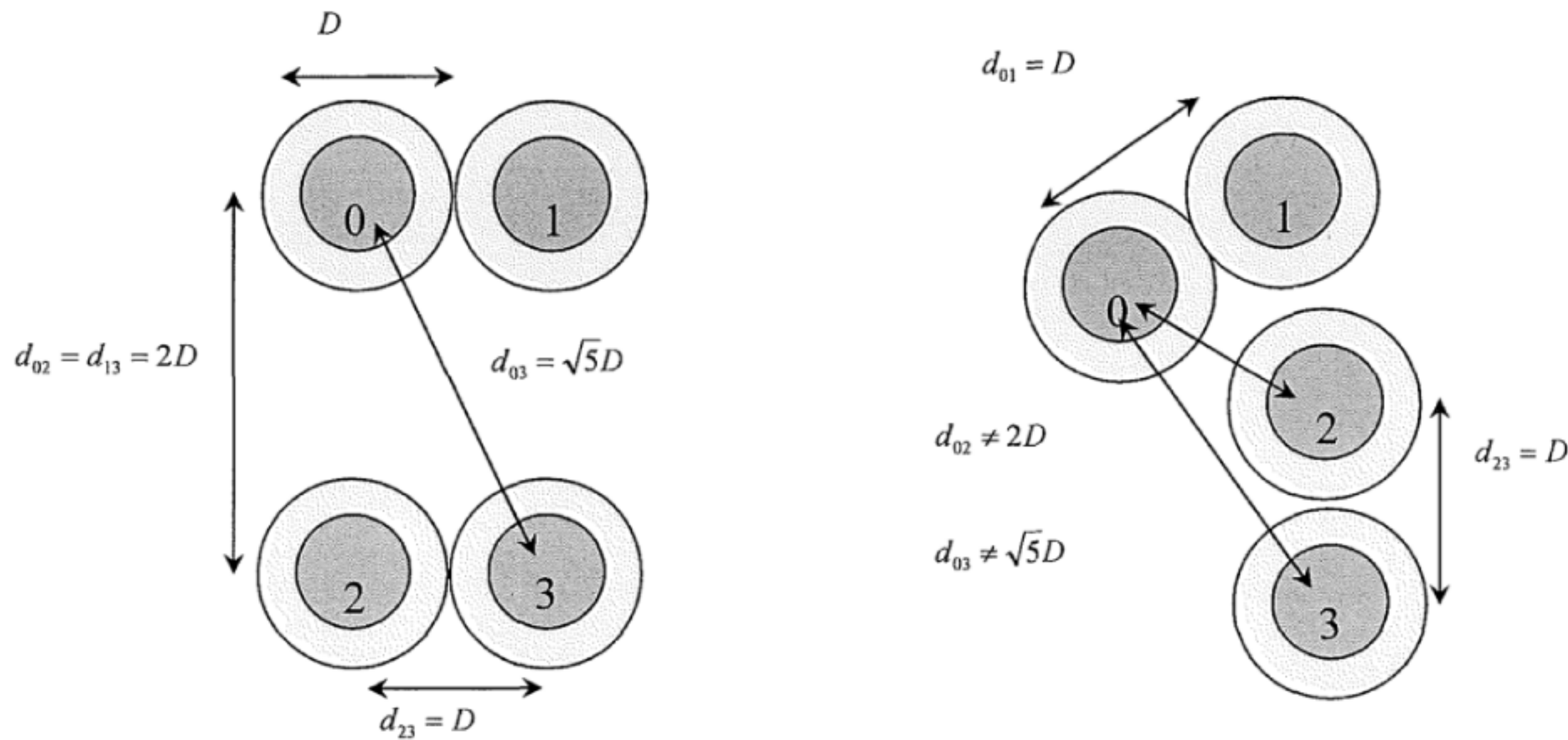
对用于连接线缆边缘的导线段，同样可以使用线捆的各段来进行建模。业界在测试中，外场服务员常使用边缘导线连接线缆以增大变化，故而该场景会经常出现在实际的系统中。按多端口网络的方式，多种连接都可以通过增加边缘段的方法表示。这些连接有网络接口设备（NID）处的客户连接、分配点（Bbox）处的交叉导线连接、线路终端或者接入服务接口（SAI）出的交叉导线连接、中心局处的连接尤其包括了暂未建模的主分配框处的连接。

F.2.6.1 长度相关的RLCG取值

线捆的特征可以由 4 个矩阵参量刻画：电阻率矩阵 R （单位 Ω/km ），电感率矩阵 L （单位 H/km ），电容率矩阵 C （单位 F/km ），电导率矩阵 G （单位 S/km ）。F.2.8 节汇总了 T1.417 中使用的 RLCG 标量的测量值，而本节利用导线间距推广了这些已确定的测量值。该推广有两种作用：

- (1) 对线捆中任意间距的线对建模；
- (2) 对导线间距按两个正弦函数（以线路长度为参量）之和变化的绞合建模，这两个正弦函数分别对应两对双绞线的不同的绞合速度。

使用广度分离可以近似推导出均匀介质导线的矩阵参量，因此在计算中可以忽略图F.12所示的绝缘层。图F.12首先绘制了两对线互相平行且彼此紧邻的一个示例。图F.12右边的情况反映了两对双绞线的绞合率不一引起的线对相对位置变化。RLCG的测量值的必要校正可以通过导线 i 与导线 j 间的距离刻画，以得到RLCG矩阵。双绞线之间的相对位置有许多其他的可能性，图中所示的间距也会随之变化。



图F.12 线对间距

更一般的，定义如下参量：

d_{ij} = 导体 i 与导体 j 的中心距

$\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m

$\varepsilon = 8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m

$\sigma = 10^{-9}$ Mho/m

$\sigma_{cu} = 5.8 \cdot 10^7 = 5.8e7$ Mho/m;

$$w_r = \left(\frac{0.51}{2} \right) \cdot 10^{-3} \quad \text{or} \quad w_r = \left(\frac{0.41}{2} \right) \cdot 10^{-3}$$

24 线规

26 线规

$$D = 1.7 \cdot 2 \cdot w_r;$$

对于图 F.13 中左侧配置有

$$d_{10} = D \quad (\text{线路 } 0、1 \text{ 是一对双绞线})$$

$$d_{20} = 2 \cdot D$$

$$d_{30} = d_{12} = \sqrt{5} \cdot D$$

$$d_{13} = 2 \cdot D$$

$$d_{23} = D \quad (\text{线路 } 2、3 \text{ 是一对双绞线})$$

使用已知的线路间距（见 F.13 右侧图例）可以计算其他配置参量。假定线捆中所有线对以类似六角形阵的形式将线捆填满，图 F.13 建议了一种通用线对编号方法及其导致的距离。图 F.13 也列举了一些建议的绞合率（这些绞合率并未标准化且其所有权属各个线缆制造商）。对于给定的线捆，使用不同的模型都可以计算、估计或者猜想出参量 d_{ij} ，但图 F.13 提供了一个模型可用于频谱管理分析，且其估计的效果也可用于和其他模型进行对比。如果绞合率和导线间距已知，使用基础的几何关系即可以计算出线路间距。对于电感、电容与电导，使用广度分离理论可以推导出了下列公式。电导 G 的所有分量通常被设为 0，本标准亦如此建议。电阻只与线路自身相关而与分离无关（这里忽略皮肤效应，见 F.2.7.3 中关于该因

素的讨论)。

$$l_{ii} = \left(\frac{\mu}{2\pi} \right) \cdot \ln \left(\frac{d_{i0}^2}{w_r^2} \right) \quad (\text{F.57})$$

$$l_{ij} = \left(\frac{\mu}{2\pi} \right) \cdot \ln \left(\frac{d_{i0} \cdot d_{j0}}{d_{ij} \cdot w_r} \right) \quad (\text{F.58})$$

$$L = \begin{bmatrix} l_{33} & l_{23} & l_{13} \\ l_{23} & l_{22} & l_{12} \\ l_{13} & l_{12} & l_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{F.59})$$

$$C = \mu \cdot \varepsilon \cdot L^{-1} \quad (\text{基于同类假设}) \quad (\text{F.60})$$

$$G = \frac{\sigma}{\varepsilon} \cdot C \quad (\text{基于同类假设}) \quad (\text{F.61})$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma_{cu}}} \quad (\text{F.62})$$

$$\begin{cases} r_0 = \frac{1}{\sigma_{cu} \cdot \pi \cdot w_r^2} & w_r < 2 \cdot \delta \\ r_0 = \frac{1}{\sigma_{cu} \cdot 2\pi \cdot w_r \cdot \delta} = \frac{\sqrt{\mu \cdot f}}{2 \cdot w_r \sqrt{\sigma_{cu} \cdot \pi}} & w_r \geq 2 \cdot \delta \end{cases} \quad (\text{F.63})$$

$$r_1 = r_2 = r_3 = r_0 \quad (\text{F.64})$$

$$R = \begin{bmatrix} r_0 + r_3 & r_0 & r_0 \\ r_0 & r_0 + r_2 & r_0 \\ r_0 & r_0 & r_0 + r_1 \end{bmatrix} = r_0 \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{F.65})$$

建议在使用上述公式时利用 F.2.7.3 节中测得的标量 RLCG 参数。本标准建议将最短绞距分为 200 段以达到非常高的精度。对于非一致性绞合，线路间距可能会随机变化。最佳的绞合会导致非常弱的串音耦合，其远低于在现实中所观测到的，因而现实中需要考虑绞合的非理想性因素，建模中会使用随机模型以刻画非理想绞合。

F.2.7 随机绞合偏差模型

F.2.7.1 随机绞合偏差模型举例

这里提供两个随机绞合偏差模型：

- (a) 从线对上连续以均匀分布随机选择一段变化的长度，该均匀分布的数学期望为绞距的平均值。
- (b) 沿线缆使用基于绞距长度正弦变分。

第一个方法使用单一参量即绞距变化率 $\left(\frac{\Delta l_{twist}}{l_{twist}} \right) \cdot 100$ ，从而线对中每个连续的绞合的长度随机且服

从 $[l_{twist} - \Delta l_{twist}, l_{twist} + \Delta l_{twist}]$ 上的均匀分布。已发现让线路中心距变化（见 F.2.7.1 节）时，10%~20% 均匀分布的绞合偏差模型所导致串音功率和的综合传输幅度与频谱管理标准 T1.417-2002 中的经验功率之和是

匹配的。每个连续绞距的长度满足随机分布，同时不多地选择一些非随机的值以使总长度相容。通过对图 1-11 所示的每一段绞合进行长度校正，足以获得契合实际的幅度水平。在获取 NEXT 幅度水平上，随机绞合模型最能体现其作用，其估计的幅度水平能与实际双绞线捆匹配。第二个方法与第一个方法相似。

其使用峰值在 $l_{twist} - \Delta l_{twist}$ 与 $l_{twist} + \Delta l_{twist}$ 之间的正弦波表示绞合长度，同时使用绞合变化率 β_{twist} 以及初相，

从而绞合长度为 $l_{twist} + \Delta l_{twist} \cdot \cos(\beta_{twist} \cdot x + \phi_{twist})$ 。每个线对由其自身的 β_{twist} 和 ϕ_{twist} 。第二个方法是一种平滑变化的方法且被认为更符合实际，但该方法中刻画每根线路的绞合变化都需要使用 3 个参量。在精准建模中，这些绞合变化是非常重要的。通过设置 β_{twist} 可以保证所测线路中沿线长至少有一个完整的绞距变化。

为了得到最佳结果，不建议将线路长度 d 内绞合变化周期固定为一个值。模型中，相对线捆双端或者单端绞合的一小部分，计算和测量得到的 NEXT 及 FEXT 的特征可能都是敏感的（尤其是在完美绞合中，而在随机绞合偏差中敏感度较弱）。虽然正弦变分法在物理上更有吸引力，但其与较简单的均匀模型在幅度特征上几乎相同。

F.2.7.2 线对中心距随机变化

绞合的旋转中心之间的距离潜在变化并不能单独通过绞合的特征进行建模。如图 F.13 所示，这种距离变化实质上是一种六边形中心的相对位置小幅度变化。在双绞线线缆中，同样存在这种相对位置的变化。该变化会导致显著的串音变化。在此情况中，模型是

$$d_{ij} = d + \Delta d \cdot \cos(\beta_d \cdot x + \phi_d) \quad (F.66)$$

其中同样需要设定 4 个参数， d 为线对中心距的均值， Δd 为线对中心距的变化范围， β_d 绞距的逆， ϕ_d 为初相。

另一种更简单的模型采用单个参数，该模型为在 $[d - \Delta d, d + \Delta d]$ 以概率为 $(\Delta d/d) \cdot 100$ 的均匀分布，其中 Δd 为变化范围。对于单参数均匀分布，对每个绞合改变一次随机选择的线对中心距，即足以能获得合理的幅度水平。只要偏差的百分比相等，每个绞合幅度上就不会有显著改变，因而通过随机选择一次线路中心距，使用均匀分布可以对线对中心距变化进行更简单的建模。另外，线对中心距变化在 10% 以内导致串音功率之和也与 T1.417-2002 中的经验模型相匹配。线对中心距的变化作用主要体现在如下方面，即可以通过其获得与真实的双绞线线捆相匹配的 FEXT 传输函数幅度。

F.2.7.3 使用单线测量和理论结果

利用单线路的频率相关参量 $R(f)$ 、 $L(f)$ 、 $C(f)$ 、 $G(f)$ 的测量（正如 F.2.8 节所示）所得结果，可以改善上述的理论公式。比如，矩阵 R 将被定义为 $r_1(f) = r_2(f) = r_3(f) = r_0(f) = R(f)$ 。通过定义

$$\bar{\mu}(f) = \frac{[2\pi \cdot L(f)]}{\mu} \cdot \left[\frac{1}{\ln\left(\frac{d_{10}^2}{w_r^2}\right)} \right] \quad (F.67)$$

单位长度的残余电感，且令该电感表达式中 $\mu \rightarrow \mu \cdot \bar{\mu}(f)$ ，则可以计算得到正定对称矩阵中的参量。（尽管 μ 可能是常量，可以通过定义随频率相关的 $\mu(f)$ 体现电感随频率的变化）。类似的，可以定义

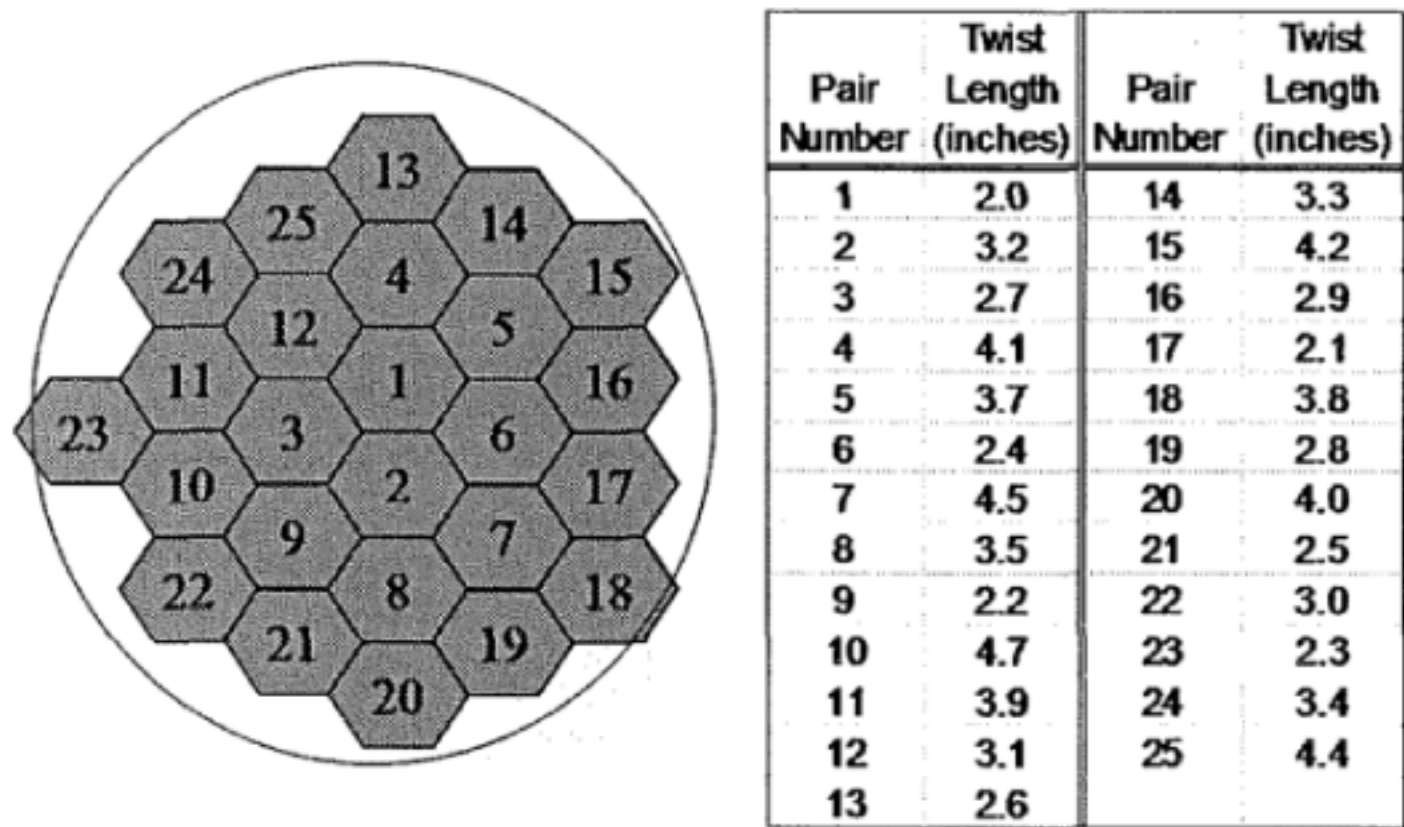
$$\bar{\varepsilon}(f) = \frac{C(f) \cdot L(f)}{\mu \cdot \varepsilon \cdot \bar{\mu}(f)} \quad (F.68)$$

继而通过 $C(f)=\mu\cdot\varepsilon\cdot\bar{\mu}(f)\cdot\bar{\varepsilon}(f)\cdot L^{-1}(f)$ 计算 $C(f)$ 。最后，

$$\sigma(f)=\frac{G(f)\cdot\varepsilon\cdot\bar{\varepsilon}(f)}{C(f)}$$

(F.69)

继而通过上述的与 $C(f)$ 之间的比例关系计算出 $G(f)$ 。本标准建议使用 $G(f)=0$ ，而非计算 $G(f)$ 。图 F.13 给出绞合率与距离，使用这些参数并通过上述计算即可得建议使用的 RLCG 值。



图F.13 25-线捆的分段截面

F.2.7.4 另一种计算RLCG矩阵等价量的平均方法

这里给出另一个模型，该模型使用一个耦合电容和电感参数的平均集合来代替那些复杂的绞合模型。这些只是测量得到的参数，其与实际线路的电容和电感没有关系，这是因为它们只对应到线路段中具体的线长、具体的绞合个数以及剩余的部分绞合，且相对这些参数敏感。因此，由上述参数计算出的传输函数只与具体线测量出的有较好的一致性。围绕这个缺点，引入一个随机模型以改变测得的参数集合从而可以用于仿真。

该特殊的方法建议对 Joffe 电路的 F.2.3 节中的 3 个参数取平均值

$$\overline{C_{xa}} = \frac{26.05\text{ pF}}{86\text{ in}} \cdot \frac{1\text{ in}}{.0254 \times 10^{-3}\text{ km}} = 11.9 \times 10^{-9}\text{ F/km}$$

(F.70)

$$d = .002659 \text{ (无单位)}$$

(F.71)

$$\overline{Mm} = \frac{434\text{ pH}}{\text{ft}} \cdot \frac{1\text{ ft}}{12\text{ in}} \cdot \frac{1\text{ in}}{.0254 \times 10^{-3}\text{ km}} = 1.42 \times 10^{-6}\text{ H/km}$$

(F.72)

结合这些值与 F.2.8 节标量 RLCG 参数可以构造 F.2.3 节 RLCG 矩阵。目前针对 92 英寸线路所测出的参量，在 92 英寸线上有极佳的应用。

F.2.8 频率相关的矩阵测量参量

本节中 RLCG 矩阵通过测量以及使用曲线拟合程序获得。同时，如 F.2.7.2 节所描述，这些测量得到的参量亦可用于确定一个 RLCG 矩阵，该矩阵同时结合理论与测量。

测量步骤

对于线长为 l 的双绞线捆，对应于不同的频率测得其开路阻抗 Z_{OC} 与短路阻抗 Z_{SC} 。低于 2MHz 的数据测量使用了线长 $l=10\text{m}$ 的双绞线，而 2MHz~30MHz 之间的数据测量使用了线长 $l=1\text{m}$ 的双绞线。利用测量得到的阻抗并使用如下方法可以计算出特征阻抗与传输常数：

特征阻抗矩阵

$$Z_0 = (Z_{SC} \cdot Z_{OC}^{-1})^{-1/2} \cdot Z_{SC} \quad (F.73)$$

传播矩阵

$$\gamma = \frac{1}{l} \tanh^{-1} \left(\left[Z_{SC} \cdot Z_{OC}^{-1} \right]^{1/2} \right) \quad (F.74)$$

基于特征阻抗及传输常数, 利用 (F.30) 的 4 个方程可以计算出 RLCG 参量。

曲线拟合

由于实际测量的阻抗存在误差, 计算得到的 RLCG 值按频率构成的曲线可能不光滑, 因此, 对测量值进行拟合而得到 RLCG 的参数化 (光滑的) 模型。模型为

$$R(f) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\frac{1}{\sqrt[4]{r_{OC}^4 + a_C \cdot f^2}} + \frac{1}{\sqrt[4]{r_{OS}^4 + a_S \cdot f^2}}} \right) \quad (F.75)$$

其中 r_{OC} 为铜线直流电阻, r_{OS} 为 (任意) 铁芯直流电阻 (可以将 r_{OS} 设置为 0 以表征没有铁芯), 同时 a_C 和 a_S 为刻画皮肤效应中电阻会随频率上升的现象。

$$L(f) = \frac{l_0 + l_\infty \left(\frac{f}{f_m} \right)^b}{1 + \left(\frac{f}{f_m} \right)^b} \quad (F.76)$$

其中 l_0 和 l_∞ 分别为低频和高频电感, 所选的参数 b 是用于刻画所测量的低频到高频的电感值。

$$C(f) = c_\infty + c_0 \cdot f^{-c_e} \quad (F.77)$$

其中 c_∞ 为“触点”电容, 选择常数 c_0 和 c_e 用于拟合测量数据。

$$G(f) = g_0 \cdot f^{+g_e} \quad (F.78)$$

其中选择常数 g_0 和 g_e 用于拟合测量数据。

F.2.8.1 TP1

TP1 表示 0.4mm 或 26 号双绞线电话线。

F.2.8.2 TP2

TP2 表示 0.5mm 或 24 号双绞线电话线。

F.2.8.3 TP3

TP3 表示 DW10 增强型 0.5mm PVC 绝缘铜导线, PVC 绝缘钢的强度成员, 聚乙烯屏蔽层。

F.2.8.4 FP

FP 表示 1.14mm 平行 (没有绞合) 电话线。RLCG 参数为 ETSI 1.14mm 平行线对所使用的 DW8。

F.2.8.5 5类双绞线

CAT 5 表示那些达到或超过 TIA/EIA5 类双绞线的规格电缆。这些 CAT 5 线对被推定为 24 号。

中华人民共和国
通信行业标准
接入网技术要求
多线对动态频谱管理
YD/T 2951-2015

*

人民邮电出版社出版发行
北京市丰台区成寿寺路 11 号邮电出版大厦
邮政编码：100164
北京康利胶印厂印刷
版权所有 不得翻印

*

开本：880×1230 1/16 2016 年 3 月第 1 版
印张：7 2016 年 3 月北京第 1 次印刷
字数：192 千字

15115 • 891

定价：70 元

本书如有印装质量问题，请与本社联系 电话：(010)81055492