GSM 全速率话音信道调制解调器设计

杨于村[1,2],冯穗力[1],崔 苗[1],叶 梧[1]
YANG Yu-cun[1,2],FENG Sui-li[1],CUI Miao[1],YE Wu[1]

1.华南理工大学 电子与信息学院,广州 510641
2.国家数字交换系统工程技术研究中心,郑州 450002
1.School of Electronic and Information Engineering,South China University of Technology,Guangzhou 510641,China
2.National Digital Switching System Engineering & Technological R&D Center,Zhengzhou 450002,China
E-mail:yang.yucun@mail.scut.edu.cn

YANG Yu-cun,FENG Sui-li,CUI Miao,et al.Data MODEM for GSM full rate voice channel.Computer Engineering and Applications,2009,45(30):15-18.

Abstract: In order to realize the data transmission over GSM voice channel,this paper designs a MODEM only for GSM full rate voice channel.It is based on the method of modeling mobile voice channel and system identification is made so that the waveform samples are designed in frequency domain with less signal distortion.Then the waveform codebook is gotten by a genetic algorithm which has the maximum Euclidean distance.Thus,the modulation and demodulation are equivalent to the mapping from index to waveforms and from waveforms to index.The stimulation shows that throughputs of 2 400 b/s and 3 000 b/s have been achieved with the introducing 0.3% Waveform Error Rate(WER),0.15% Bit Error Rate(BER) and 2.8% WER,1.4% BER respectively,which are much better than the other researches.

Key words: Global System for Mobile Communication(GSM);full rate vocoder;channel modeling;system identification;genetic algorithm;MODEM

摘 要:为了解决数据业务无法直接在移动通信系统话音业务信道传输的问题,设计 GSM 全速率话音业务信道专用调制解调器。提出了对移动话音业务信道建模的思想,通过系统辨识获得模型的频率响应特性,在波形畸变较小的频带范围设计波形频谱,采用遗传算法在时域样本空间全局寻优获得欧几里德距离最大的波形码本,通过码本索引值和波形矢量的映射和解映射来实现数据的调制和解调。仿真结果表明,设计的调制解调器在 2 400 b/s 时误波形率可达 0.3%,误码率 0.15%,在 3 000 b/s 时误波形率为 2.8%,误码率 1.4%,性能优于同类研究。

关键词:全球移动通讯系统(GSM);全速率声码器;信道建模;系统辨识;遗传算法;调制解调器
DOI:10.3778/j.issn.1002-8331.2009.30.006 **文章编号:**1002-8331(2009)30-0015-04 **文献标识码:**A **中图分类号:**TN929.5

1 概述

调制解调器是传统有线电话网中使用最普遍的数据传输设备,用于实现数据业务在话音通道中的传输。CCITT V 系列建议规定了在电话网和用户电报网上进行数据传输的相关标准,调制速率可达 56 kb/s。然而,在有线电话网中广泛使用的技术成熟的调制解调器却无法直接应用于 GSM、CDMA 等移动通信系统的话音业务信道[1-2]。尽管移动通信网提供了数据业务功能,但是,这种基于数据业务信道的传输采用反馈重传机制,端到端延迟较大,无法满足如端到端加密语音传输等对实时性要求较高的应用场合[3]。

移动话音业务采用多次编解码(Tandem)工作模式,在无线信道和地面核心网络中使用不同的话音编码方式,通过声码器级联来实现编码转换。对于 GSM-GSM 连接来说,话音信号要经过 4 次声码器编码或解码,声码器的性能对现有调制解调器的能否使用起决定性作用。无线声码器采用混合参数压缩编码算法,通过提取表征语音信号关键特征的参数来进行压缩,接收端声码器则通过这些参数来合成语音。尽管合成的语音与输入语音信号听起来非常相似,但在波形样点上与原始语音波形有较大差异[1-2]。而现有标准调制解调器要求接收端波形与发送端波形在频率、相位或幅度特性上有严格的对应关系,因此,如果对接收端的合成语音波形进行常规解调,将难以获得正确的发端数据。因此,需要设计能满足要求的特殊的调制解调器。

移动通信系统根据信道容量需求可以选择不同编码类型的声码器,仅 GSM 标准就提供了三种语音压缩编码:(1)全速

基金项目:国家高技术研究发展计划(863)(the National High-Tech Research and Development Plan of China under Grant No.2007AA01Z431)。
作者简介:杨于村(1970-),女,博士研究生,主要研究方向:移动通信及安全技术等;冯穗力(1955-),男,教授,博士生导师,主要研究方向:信息网络理论与技术、宽带无线通信;崔苗(1978-),女,讲师,博士研究生,主要研究方向:宽带无线通信技术、移动通信技术在军事技术中的应用等;叶梧(1938-),男,教授,博士生导师,研究方向:宽带无线通信。
收稿日期:2009-07-21 **修回日期:**2009-08-31

率(FR)RPE-LTP 编码[4],(2)增强型全速率(EFR)ACELP 编码,(3)半速率(HR)VSELP 编码。英国、澳洲等 GSM 系统多采用 EFR 和 HR 编码,而我国则采用 FR 和 HR 编码。不同的声码器对非话模拟信号的传输影响是不同的,因此调制解调器所能达到的调制速率也不相同,从目前的研究情况来看,EFR 信道能比 FR 信道承载更高的调制速率,前者调制速率一般可达 3~4 kb/s[1-2,5],而后者通常只有 800 b/s~2.4 kb/s 左右[6-11]。该文就 FR 声码器展开研究。

文献[6-9]采用类语音合成的研究方法,将加密数据看成语音编码参数,通过语音分析合成等方法来实现数据与模拟信号的转换,对 GSM FR 话音信道,调制速率 800 b/s,误码率 0.4%,调制速率较低;文献[10]采用常规调制方法,试验了 FSK、QAM、DQPSK 等调制波形通过 GSM FR 声码器的性能,其中仅 DQPSK 信号能顺利解调,调制速率 2 400 b/s 时误码率 6%,难以保证传输的可靠性;文献[11]采用 OFDM-QPSK 技术,调制速率 2 400 b/s 时误码率为 2.46%,解调误码率仍然较高,在一些要求低误码率的应用场合(如加密语音传输),难以满足性能要求。该文则采用数据比特与波形符号相互映射的方法实现数据的调制和解调。该方法首先根据移动话音业务的工作原理建立级联声码器信道的黑箱模型,通过系统辨识获得模型的频率响应特性,选择通透性较好、波形畸变较小的频段设计波形样本,然后应用遗传算法对样本进行优化,建立全局最优的波形码本,最后通过码本索引与波形样本矢量之间的映射来实现调制和解调。

为了与传统的用于有线电话网的调制解调器相区别,将设计的调制解调器简称为 GFR-MODEM。

2　级联全速率声码器模型

移动话音通信中,首先对输入语音信号进行 A/D 变换获得 8 kHz 采样 13 bit 线性 PCM 数字话音,移动声码器提取语音信号参数,编码压缩后送入无线信道,基站(BSS)使用接收到的语音参数译码合成 PCM 数字话音,经地面网络传送至接收端基站;接收端基站再次对数字语音压缩并经无线信道传输至移动终端(MS),经终端声码器再次合成还原成语音信号,如图 1 所示。

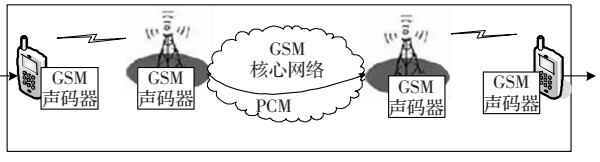
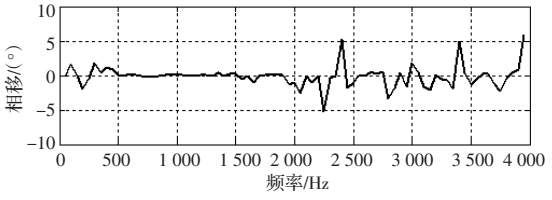


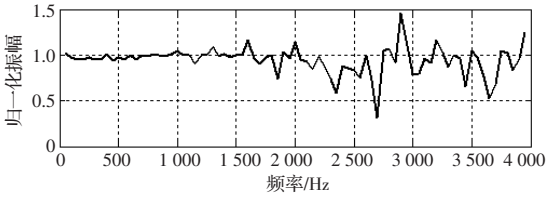
图 1　GSM 系统级联声码器黑箱信道模型

语音信号的编译码处理及多次代码转换是一个较为复杂的处理过程。为了简化,将发送端声码器至接收端声码器及其之间的所有链路看成传输函数未知的黑箱系统,建立系统数学模型(记为 GFR-4 信道),从而将这一复杂的过程转换成模型辨识的问题。不难看出,黑箱系统由 4 个级联声码器、发端无线信道、核心传输网络和收端无线信道构成。由于 GSM 移动通信系统已是个成熟的系统,可以保证端到端语音通信的 QOS 质量,不妨假设 GSM 系统能较好地消除甚至可能完全消除无线信道的时延、衰落、频移等影响,同时忽略核心网络的传输损耗等影响,将无线信道与核心传输网络的传递函数之和等效为 $H(z)=1$。因此,假设的黑箱系统传输特性主要由 4 个 GSM 声码器级联而形成的频率响应所决定。

在 0~4 000 Hz 频率范围内构造余弦函数 $x(n)=A_x\cos(2\pi nff_s+\theta_0)$ 作为模型辨识的输入信号,其中,信号频率 f 按 50 Hz 频率步进,遍历 0~4 000 Hz 频率范围;取初始相位 $\theta_0=300°$,$A_x=16\,376$,$f_s=8\,000$ Hz。以此信号激励 GFR-4 黑箱模型,记录输出信号,计算相应的相位偏移和归一化振幅,如图 2 所示。



(a)相位偏移



(b)归一化振幅

图 2　GFR-4 信道输出响应的相位偏移和归一化幅度

从图中可以看出,GFR-4 信道对不同频率的单频余弦信号的波形畸变是不同的,在大约 300~2 000 Hz 范围内有较好的通透性。

3　GFR-MODEM 设计

为了实现数据在 GSM 全速率话音业务信道上的传输,需要将数据调制到一组波形上,该组波形经话音信道传输后,接收端能够正确识别和解调。波形的选择和生成是调制解调器设计的关键所在,需要满足以下两个条件:

(1)带宽受限。由于 GFR-4 信道对不同频率信号的波形畸变不同,为了减小波形失真,需要限定波形的频谱范围。这是波形样本生成的问题。

(2)鲁棒性。波形样本能够以较小的波形畸变通过 GFR-4 信道,且接收端能在波形失真的情况下正确识别波形样本。这是波形样本集的优化问题。

3.1　波形样本生成

为了满足带宽受限条件,可以采用频域生成的方法来产生时域波形[5],这与 OFDM 信号的生成相似,不妨借用 OFDM 的概念。

设傅里叶变换长度为 L,数据子载波个数为 N_{dc},且 $N_{dc}\leqslant L/2$。在[-1,1]区间随机选择 $2*N_{dc}$ 个实数 d_j,构成数据子载波承载的信息 D_k,有:

$$D_k=d_{2k-1}+i\cdot d_{2k}\quad k=1,2,\cdots,N_{dc} \tag{1}$$

定义波形样本的频域表示为 Φ,有

$$\Phi=\begin{cases}0 & k=1\\ D_{k-1} & k=2,\cdots,N_{dc}+1\\ 0 & k=N_{dc}+2,\cdots,\dfrac{L}{2}\\ D^*_{L-k+1} & k=\dfrac{L}{2}+1,\cdots,L\end{cases} \tag{2}$$

其中 * 号表示复共轭。

为了获得时域波形,先对 Φ 进行傅里叶逆变换:

$$\tilde{s}=IDFT(\Phi) \tag{3}$$

由傅里叶变换的性质可知，$\tilde{s}$ 为实数且样点数为 L。再对符号功率归一化，得带宽受限的波形样本：

$$s=\frac{\tilde{s}}{\|\tilde{s}\|} \tag{4}$$

下面计算波形带宽。设采样频率为 f_s，则子载波间隔为：

$$\Delta f=\frac{f_s}{L} \tag{5}$$

信号所占带宽为：

$$BW=\Delta f\cdot N_{dc}=\frac{f_s}{L}\cdot N_{dc} \tag{6}$$

只要合理选择傅里叶变换长度和数据子载波个数，就可以将波形样本的频谱限定在适当的频谱范围。

如果每一波形样本 s 可表示 N_b 比特信息，则调制速率为：

$$R=f_s\cdot\frac{N_b}{L} \tag{7}$$

且所需的波形码本集中包含 $N_{waw}=2^{N_b}$ 个样本，码本大小为 $N_{waw}*L=2^{N_b}*L$。由于 $R\propto N_b/L$，因此，对于某一调制速率 R，可以有不同的 N_b、L 参数的可能组合。

3.2　波形样本集的优化

为了满足鲁棒性条件，需要在整个波形样本空间搜寻经 GFR-4 信道传输后畸变最小的波形集合。遗传算法是合适的算法之一。

遗传算法是基于 Darwinian 进化理论和计算科学的全局最优技术，应用交叉、变异等遗传算子和特定的选择规则来进化个体总群，使其达到最“合适”的状态。只要遗传参数选择合理，就有可能找到全局最优解[5]。

所设计的遗传算法如下：

（1）初始码本生成。若码本集的大小为 $N_s=2^{N_b}$，则随机生成 N_s 个波形样本作为初始码本 CB_0。

（2）从 CB_0 中随机挑选大量（如 10^4）波形样本组成输入模拟信号 $S_i=\{s_is_js_k\cdots;i,j,k\in\{1,2,\cdots,2^{N_b}\}\}$，经 GFR-4 信道传输，记录接收波形 $S_r=\{s_rs_js_{k'}\cdots;i',j',k'\in\{1,2,\cdots,2^{N_b}\}\}$。

（3）计算 S_r 中每一波形样本与 CB_0 中各码本矢量的点积，输出点积最大者。

（4）设第 k 个样本被选中的次数为 $N_{total}(k)$，正确解调的次数为 $N_{correct}(k)$，计算适应度函数值：

$$f(k)=\frac{N_{correct}(k)}{N_{total}(k)},(k=1,2,\cdots,2^{N_b}) \tag{8}$$

（5）按适应度函数值升序排列，根据排列位置 $R(i)=i$ 计算选择概率 $P_{sel}(k)$：

$$P_{sel}(k)=C_s(1-C_s)^{R(k)-1},k=1,2,\cdots,2^{N_b} \tag{9}$$

其中 C_s 为常数，表示排序第 1 的波形样本的选择概率。根据 $P_{sel}(k)$ 进行轮盘赌选择，挑选用于生成子代的父代个体。

（6）交叉和变异：为了保证生成的子代个体能满足带宽受限条件，交叉和变异操作均在频域进行[5]。设所选的父代个体为 Φ^1 和 Φ^2，采用 $BLX-\alpha$ 混合交叉方法生成子代 Φ'：

$$D_k'=\mu,且\mu\in[\min(D_k^1,D_k^2)-\alpha|D_k^1-D_k^2|,\max(D_k^1,D_k^2)+\alpha|D_k^1-D_k^2|] \tag{10}$$

其中 α 为常数，μ 为所属区间的均匀分布的随机复变量，$k=1,2,\cdots,N_{dc}$。

对于变异操作，随机选择父代个体 Φ 中的一个数据子载波位置 $k(k=1,2,\cdots,N_{dc})$，用随机生成的新的信息 D_{new} 替换第 k 个数据子载波位置上的信息 D_k，生成子代 Φ'。

（7）用新的波形码本更新旧码本 CB_o。

设置进化周期 epoch，重复步骤（2）~（7），直到满足预先设定的平均适应度条件或完成整个进化周期的进化迭代。最后获得的波形样本集就是所需要的适应度好、波形失真小的波形码本。

3.3　调制和解调

波形码本生成和优化均离线进行。码本设计完成以后，通过码本索引和波形样本之间的映射和解映射操作就可实现调制和解调。

调制是从码本索引到波形样本的映射过程。将输入的数据比特流进行串并变换，每个比特为一组，形成十进制索引 index。根据索引值从波形码本中选择波形码矢量，各个码矢首尾相接构成模拟调制信号输入到 GFR-4 信道，完成调制操作。

解调是从波形样本到码本索引的反向解映射过程。接收端对接收到的信号进行串并变换，每 L 个样点构成一个波形样本，判断最可能被传送的波形矢量，其索引值作为传输索引字的估计 index，然后转换成输出数据比特流，完成解调操作。

4　仿真和分析

为了评估 GFR-MODEM 的性能，通过改变调制速率和设计参数生成多个波形码本进行仿真，仿真参数见表 1。对每个码本的仿真均随机产生 $N_{indx}=10^4$ 个索引值来选择波形矢量作为输入信号。

表 1　仿真参数

N_{indx}	P_{mut}	P_{cross}	α	C_S	N_{off}	$epoch$
10^4	0.1	0.9	0.05	0.075	6	1 200

图 3 描述了 R=2 400 b/s、N_b/L=9/30 时，平均适应度函数的收敛过程。从图中可以看出，本算法的收敛速度较快，当进化周期为 1 000~1 200 时，平均适应度函数逐步达到最大值。

图 4 表明，当波形码本的矢量个数 N_{waw} 为常数时，误波形率 WER（Waveform Error Rate）与调制速率 R 有关，随着调制速率的增大而增大。N_{waw} 为常数相当于每波形承载的信息比特数 N_b 为常数，此时 $R\propto 1/L$，当 R 增大时 L 减小，说明调制速率的提高是用更短的波形样本来表征相同的信息，因此引起误码的可能性增大，从而误波形率增大。

图 5 表明，当调制速率 R 为常数时，误波形率 WER 与波形码本的大小有关。对于某一速率 R，可以有不同的 N_b/L 组合，如 R=2 400 b/s 时，N_b/L=3/10=6/20=9/30=12/40。随着 L 值增大，遗传算法就越容易通过进化扩大样本之间的欧几里德距离，从而使误波形率 WER 减小。因此当调制速率为常数时，L 值越大越好。但是，L 值的增大必然引起 N_b 值的增大，码本尺寸将成幂指数增加。如 6/20 和 9/30 两组参数，码本尺寸分别为 64*20 和 512*30，L 值增大 1.5 倍，N_{waw} 增大 8 倍，码本尺寸增大 12 倍，算法复杂度大大提高。因此，需要在误波形率与算法复杂度之间进行折衷。

表 2 为同类研究的仿真性能比较。从表中可以看出，所设计的调制解调器无论是在调制速率还是在误码率性能上均优于现有的其他实现方法，具有较好的性能。

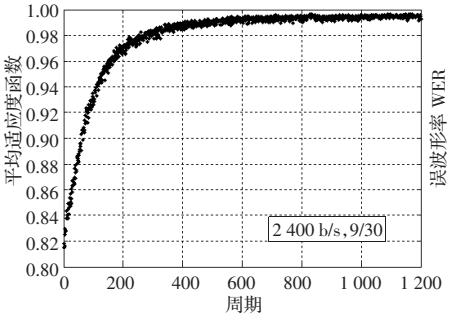


图 3　平均适应度函数

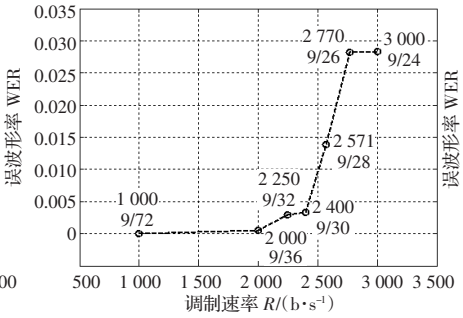


图 4　不同调制速率时的误波形率

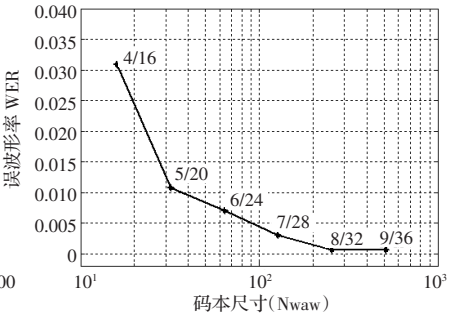


图 5　不同波形码本大小时的误波形率

表 2　仿真性能的比较

	调制速率/(b/s)	BER（1/2 卷积译码前）	BER（1/2 卷积译码后）
类语音合成方法	800	0.3%	0.005%
DQPSK 调制	2 400	6%	–
OFDM-QPSK	2 400	2.46%	0.05%
该文	2 000	0.05%	0.001%
	2 400	0.15%	0.02%
	3 000	1.4%	0.8%

5　结论

针对 GSM FR 话音业务信道，首次提出了对移动级联声码器建模的思想，通过系统辨识获得 GFR-4 信道通透性较好的频段，有针对性地设计波形样本，使接收端波形畸变较小。采用遗传算法在波形样本空间全局寻优，离线获得波形码本，通过数据和波形样本之间的映射和解映射操作实现调制和解调。仿真结果表明算法收敛速度快，适应度函数抖动小，误码性能较好。

考虑到在一些话务量大的省份或地区如广东省，GSM 的话音业务信道已经从全速率 FR 信道改为半速率 HR 信道。下一步的研究工作将针对 HR 信道进行。

参考文献：

[1] Katugampala N N,Villette S,Kondoz A.Secure voice over GSM and other low bit rate systems[C]//IEE Secure GSM and Beyond: End to End Security for Mobile Communications.London:IEE, 2003(3):1-4.

[2] Katugampala N N,Al-Naimi K T,Villette S,et al.Real time data transmission over GSM voice channel for secure voice and data applications[C]//IEE Secure Mobile Communications Forum:Exploring the Technical Challenges in Secure GSM and WLAN.London: IEE,2004(7):1-4.

[3] Street M D.Interoperability and international operation:An introduction to end to end mobile security[C]//IEE Secure GSM and Beyond:End to End Security for Mobile Communications.London: IEE,2003:1-7.

[4] ETSI.GSM 06.10 Full rate speech;Transcoding [S].France:ETSI, 1997.

[5] LaDue C K,Sapozhnykov V V,Fienberg K S.A data modem for GSM voice channel[J].IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008,57(4):2205-2218.

[6] Rashidi M,Sayadiyan A.A new approach for digital data transmission over GSM voice channel[C]//Proceedings of the 2nd WSEAS International Conference on Circuit,Systems,Signal and Telecommunications(CISST'08),Acapulco,Mexico.USA:IEEE,2008:193-196.

[7] Rashidi M,Sayadiyan A,Mowlaee P.Data mapping onto speech-like signal to transmission over the GSM voice channel[C]//Proceedings of the 40th Southeastern Symposium on System Theory SSST 2008. USA:IEEE,2008:54-58.

[8] Rashidi M,Sayadiyan A,Mowlaee P.A harmonic approach to data transmission over GSM voice channel[C]//Proceedings of the 3rd International Conference on Information and Communication Technologies:From Theory to Applications,2008,ICTTA 2008.USA:IEEE, 2008:1-4.

[9] Yang Yu-cun,Feng Sui-li,Ye Wu,et al.A transmission scheme for encrypted speech over GSM network[C]//Computer Science and Computational Technology,2008,ISCSCT'08.USA:IEEE,2008,2:805-808.

[10] 陈一帅.GSM 加密语音研究[D].北京:北方交通大学,2001.

[11] 陈立全,胡爱群,徐青,等.一种抗 RPE-LTP 声码器压缩的端到端数据传输方法[J].中国工程科学,2007,9(12):81-85.

（上接 14 页）

参考文献：

[1] Asokan N,Shoup V,Waidner M.Optimistic fair exchange of signature[C]//Proc of Eurocrypt'98.Berlin:Springer-Verlag,1998:596-606.

[2] Boneh D,Gentry C,Lynn B,et al.Aggregate and verifiably encrypted signatures from bilinear maps[C]//LNCS 2656:Proc of Eurocrypt 2003.[S.l.]:Springer-Verlag,2003:416-432.

[3] Zhang F G,Safavi R,Susilo W.Efficient verifiably encrypted signature and partially blind signature from bilinear pairings[C]//LNCS 2904:Proc of the Indocrypt 2003.[S.l.]:Springer-Verlag,2003:191-204.

[4] Ateniese G.Verifiable encryption of digital signature and applications[J].ACM Transactions on Information and System Security, 2004,17(1):1-20.

[5] Yang H M,Sun S X,Xu J Y.Efficient verifiably encrypted signature scheme without random oracles[J].Journal of Software,2009,20 (4):1069-1076.

[6] Gentry C.Practical identity based encryption without random oracles[C]//LNCS 4004:Proc of Eurocrypt 06.[S.l.]:Springer-Verlag, 2006:445-464.

[7] Menezes A,Smart N.Security of signature schemes in a multi-user setting[J].Des Codes Crypto,2004,33(3):261-274.

[8] Tan C H.Key substitution attacks on some provably secure signature schemes[J].IEICE Trans Fundamentals,2004,E87-A(1):226-227.

[9] 李梦东,杨义先,马春光,等.利用双线性聚集签名实现公平的签名交换方案[J].通信学报,2004,25(12):59-64.