

基于 64-QAM 的星座图重排高级混合 ARQ 技术

顾昕钰 王艺晨 于笑博 牛凯 林家儒 吴伟陵
(北京邮电大学信息工程学院 北京 100876)

摘要: 本文介绍了一种适用于 QAM 调制的混合 ARQ(HARQ)技术, 该技术通过星座图重排, 降低了多级调制造成的比特之间可靠性的差异, 能够显著提高 HARQ 的性能。在此基础上针对 64-QAM 提出了一种新的四星座图重排方案, 与原有的六星座图重排方案相比, 新方案在降低复杂度的同时能够进一步提高 HARQ 的性能。

关键词: 混合自动重传请求, M-QAM, Turbo 编码, HSDPA

中图分类号: TN 929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)11-1686-05

Advanced Hybrid ARQ Technique Employing a Signal Constellation Rearrangement Based on 64-QAM

Gu Xin-yu Wang Yi-chen Yu Xiao-bo Niu Kai Lin Jia-ru Wu wei-ling
(School of Information Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract An advanced Hybrid ARQ (HARQ) technique applicable to QAM is presented in this paper, which employs signal constellation rearrangement to average the variations in bit reliabilities caused by QAM signal constellation. The presented scheme employs 4 constellation mapping rules for 64-QAM, and can achieve a noticeable gain in HARQ performance as well as a reduction in complexity compared to the existing constellation rearrangement scheme.

Key words Hybrid-ARQ, M-QAM, Turbo codes, High speed downlink packet access

1 引言

混合自动重传请求(HARQ)融合了前向纠错(FEC)和自动重传请求(ARQ)两项基本的差错控制技术, 是保证数据在时变信道上可靠传输的重要手段。它与自适应调制编码(AMC)配合, 能够自动根据信道状态调整数据速率, 是超三代移动通信系统的关键技术之一。

HARQ 分成两类: 第一类不保留发生错误的数据包; 而第二类保留这些没能正确接收的数据包, 并将它们与重传的数据包进行合并。显然这种方法在译码时充分利用了先前的接收信息, 性能比第一类优越。第二类 HARQ 还可以进一步划分成 3 种类型: (1) Chase 合并。重传数据包与原始数据包完全一致。(2)全增量冗余。重传数据包中只包含与原始数据包不同的校验位。(3)部分增量冗余。传数据包包含与原始数据包相同的系统位和不同的校验位。

众所周知, QAM 等多级调制技术的一个固有特性是比特可靠性依赖于调制星座图的映射关系, 映射到同一个调制符号的比特具有不同可靠性, 这对于大多数纠错码来说(包括 Turbo 码)是不利的。文献[1]针对 16QAM 提出了一种采用调制星座图重排的高级 HARQ 技术, 通过在重传时选用不同映

射关系的星座图, 达到平均各比特间可靠性差异的目的, 该方案已经被 3GPP Release5 采用^[2]。针对 64-QAM 的情况, 文献[3]提出了基于 6 种不同映射关系星座图的重传方案, 提高了 HARQ 的性能。本文在此基础上给出了一种新的基于 4 种不同映射关系星座图的重传方案, 不但降低了复杂度, 还进一步提高了性能。

下面首先介绍采用星座图重排的 HARQ 技术的原理, 并分析文献[3]提出的基于 6 种不同映射关系星座图的重排方案, 然后给出一种新的更加简单有效的基于 4 种不同映射关系星座图的重排方案, 并以仿真结果加以验证, 最后得出结论。

2 M-QAM 调制的星座图重排

2.1 M-QAM 调制的比特可靠性

我们下面的讨论全部基于应用较为广泛的格雷映射方形 QAM 星座图。如前所述, 比特可靠性依赖于调制星座图的映射关系是 QAM 等多级调制技术的一个固有特性, 例如如图 1 所示的符合格雷映射关系的 64-QAM 星座图^[4], 其 I, Q 两路是独立映射的, 因此我们不妨只考虑其 I 路的情况。从图中可以看到, 3 个映射到 I 路的比特具有不同的可靠性,

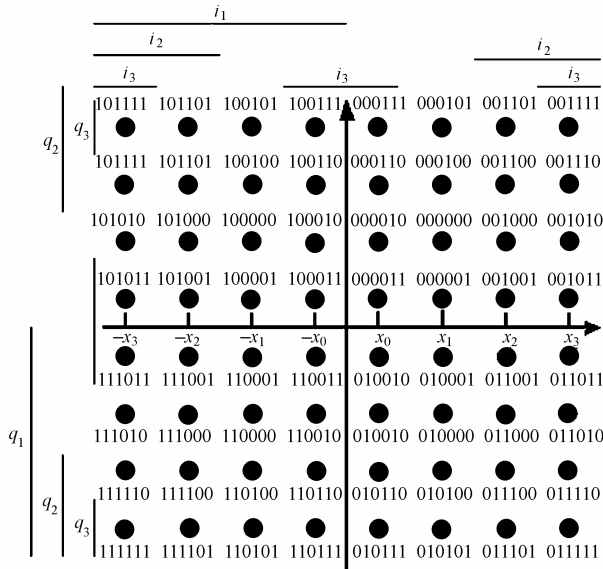


图 1 64-QAM 星座图(横线对应的行/列为 1)

其中 i_1 是最高有效位(Most Significant Bit, MSB), 可靠性最高; i_3 是最低有效位(Least Significant Bit, LSB), 可靠性最低; i_2 介于二者之间, 可靠性居中。并且 i_2 和 i_3 的可靠性还与它们的逻辑取值(0 或者 1)有关。

设接收到的 M-QAM 信号为 $r = x + jy$, 解调产生的软判决信息为比特对数似然比(LLR), 它代表了比特的软判决可靠性, 映射到 I 路的比特 $i_k, k=1,2,\dots,(\log_2 M)/2$ 的 LLR 定义为^[5]

$$LLR(i_k) = \log \frac{P\{i_k = 1/r\}}{P\{i_k = 0/r\}} \quad (1)$$

显然, 高斯信道下对于图 1 所示 QAM 星座图, $i_k, k=1,2,3$ 的 LLR 计算公式(x_0, x_1, x_2, x_3 如图 1 所示)为

$$LLR(i_1) = \log \frac{e^{-K(x+x_0)^2} + e^{-K(x+x_1)^2} + e^{-K(x+x_2)^2} + e^{-K(x+x_3)^2}}{e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x-x_1)^2} + e^{-K(x-x_2)^2} + e^{-K(x-x_3)^2}} \quad (2)$$

$$LLR(i_2) = \log \frac{e^{-K(x-x_2)^2} + e^{-K(x-x_3)^2} + e^{-K(x+x_2)^2} + e^{-K(x+x_3)^2}}{e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x-x_1)^2} + e^{-K(x+x_0)^2} + e^{-K(x+x_1)^2}} \quad (3)$$

$$LLR(i_3) = \log \frac{e^{-K(x-x_3)^2} + e^{-K(x-x_0)^2} + e^{-K(x+x_0)^2} + e^{-K(x+x_3)^2}}{e^{-K(x-x_1)^2} + e^{-K(x-x_2)^2} + e^{-K(x+x_2)^2} + e^{-K(x+x_1)^2}} \quad (4)$$

其中 x 是接收信号 r 的同相分量, K 与信噪比成正比。根据文献[5], 式(2)–式(4)可近似计算:

$$LLR(i_1) \doteq -4Kx \quad (5)$$

$$LLR(i_2) \doteq -4K(4x_0 - |x|) \quad (6)$$

$$LLR(i_3) \doteq -4K(2x_0 - |4x_0 - |x||) \quad (7)$$

根据式(5)–式(7), 对于给定的接收信号, $i_1 i_2 i_3$ 的平均 LLR 如表 1 所示。

可以看到, 3 个比特的可靠性是不平均的, 绝大多数情况下, $i_1 i_2 i_3$ 的平均可靠性依次递减。当 $i_3=1$ 时, i_2 的平均 LLR 的绝对值是 i_3 的平均 LLR 的绝对值的 3 倍, 也就是说, 当 $i_3=1$ 时, i_2 的平均可靠性比 i_3 的平均可靠性高。同理 i_1 的

表 1 基于图 1 所示星座图 I 路映射比特的平均 LLR

$i_1 i_2 i_3$	x 平均值	i_1 LLR 平均值	i_2 LLR 平均值	i_3 LLR 平均值
000	$3x_0$	$-12Kx_0$	$-4Kx_0$	$-4Kx_0$
001	x_0	$-4Kx_0$	$-12Kx_0$	$4Kx_0$
010	$5x_0$	$-20Kx_0$	$4Kx_0$	$-4Kx_0$
011	$7x_0$	$-28Kx_0$	$12Kx_0$	$4Kx_0$
100	$-3x_0$	$12Kx_0$	$-4Kx_0$	$-4Kx_0$
101	$-x_0$	$4Kx_0$	$-12Kx_0$	$4Kx_0$
110	$-5x_0$	$20Kx_0$	$4Kx_0$	$-4Kx_0$
111	$-7x_0$	$28Kx_0$	$12Kx_0$	$4Kx_0$

实际平均可靠性也依赖于 i_2 和 i_3 的逻辑取值: i_1 和 i_2 的平均可靠性的最大差异可达 5 倍($i_2 i_3=10$); i_1 和 i_3 的平均可靠性最大差异可达 7 倍($i_2 i_3=11$)。这种比特之间可靠性的差异为后续的 Turbo 译码带来了不利影响。

2.2 基于 64-QAM 的 6 种星座图映射规则重排 HARQ 策略

根据前一部分的分析, 在特定的映射关系下, 映射到同一个 QAM 调制符号的比特之间的可靠性差异很大, 这种差异依赖于同一个调制符号中各个比特的位置和所传输的符号的内容。而且, 当我们选用 Chase 合并或者部分增量冗余策略进行 HARQ 重传时, 如果在各次重传中都使用相同的星座图映射规则, 在接收端进行比特级的软信息合并时, 这种比特间可靠性的差异将会加大。显然采用不同的星座图映射规则将会改变各比特之间可靠性的相对关系, 为了提高译码性能, 需要找到一组恰当的星座图映射规则, 在进行 HARQ 重传时依次选取这些映射规则, 使得进行 LLR 合并后可以较好地平均各比特间的可靠性差异。

文献[3]基于上述原则, 给出了 16-QAM 的 4 种不同映射关系, 通过在 4 次重传中依次选取这些规则, 能够使各个比特间的可靠性达到很好的平均效果。在 AWGN 信道下应用 Chase 合并时(1/2 码率), 能够将吞吐率性能提高 1.5~2.5dB^[1], 该方案已被纳入 3GPP Release5 的物理层规范。对于 64-QAM 调制, 文献[3]给出了一种基于 6 种映射关系(如图 2)的星座图重排方案, 为简单起见, 我们只画了 I 路的映射情况。

映射图 2(a)与图 1 所示映射关系是一致的, 在首次传输中使用。在随后的各次重传中(AWGN 信道)依次使用图 2 中的星座图(b)~(f), 经过 6 次传输, 合并后的 LLR 结果如表 2 所示。6 次传输全部采用星座图 2 (a)的结果也列在表 2 中作为对照。从表中可以清楚的看到: 采用图 2 所示 6 种映射关系的星座图重排能够较好地平均比特之间可靠性的差异。

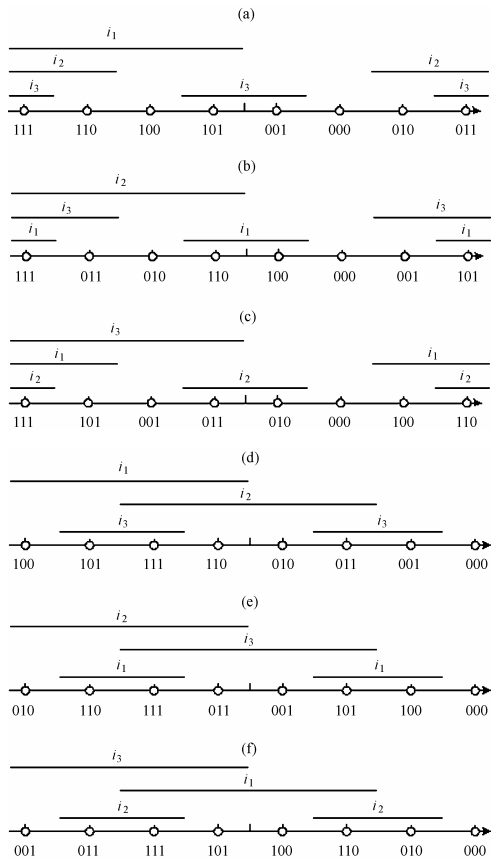


图2 文献[3]中用于进行比特可靠性平均的64-QAM星座图
(全部符合格雷映射)

在具体实现中除了可以在各次传输中保持比特-符号映射时顺序不变,而选用不同的星座图映射规则外,还可以使用另一种方式:每次传输都使用相同的星座图映射规则(例如图1),但在每次进行比特-符号映射时调整比特间的先后顺序或者对某些比特的逻辑值取反(如表3所示)。这两种方法可

以达到完全相同的效果。

2.3 基于64-QAM的4种星座图映射规则 HARQ 策略

在前一节介绍的星座图重排方案中,为了尽可能地使各个比特在不同的星座图中拥有相等的可靠性机会,通常要选取较多数量的星座图映射规则,从而需要进行较多次的重合并才能达到平均比特间可靠性差异的目的,因此有必要选取更简单的规则。

在这一节,我们给出一种只选用4种星座图映射规则的 HARQ 策略,它只对可靠性差异最大的比特进行调整。这4种星座图的I路映射规则如图3所示。

与2.2节类似,图3(a)与图1所示映射关系一致,在各次传输中依次使用图3中的星座图(a)~(d),经过4次传输

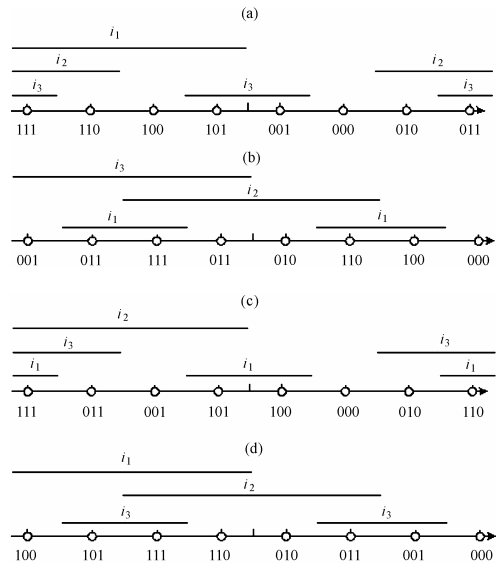


图3 本文提出的用于进行比特可靠性平均的64-QAM星座图
(全部符合格雷映射)

表2 AWGN 信道下6次传输后是否采用星座图重排策略的合并 LLR 值

$i_1 i_2 i_3$	采用星座图重排			不采用星座图重排		
	i_1 平均 LLR	i_2 平均 LLR	i_3 平均 LLR	i_1 平均 LLR	i_2 平均 LLR	i_3 平均 LLR
000	$-64Kx_0$	$-64Kx_0$	$-64Kx_0$	$-72Kx_0$	$-24Kx_0$	$-24Kx_0$
001	$-48Kx_0$	$-48Kx_0$	$64Kx_0$	$-24Kx_0$	$-72Kx_0$	$24Kx_0$
010	$-48Kx_0$	$64Kx_0$	$-48Kx_0$	$-120Kx_0$	$24Kx_0$	$-24Kx_0$
011	$-64Kx_0$	$48Kx_0$	$48Kx_0$	$-168Kx_0$	$72Kx_0$	$24Kx_0$
100	$64Kx_0$	$-48Kx_0$	$-48Kx_0$	$72Kx_0$	$-24Kx_0$	$-24Kx_0$
101	$48Kx_0$	$-64Kx_0$	$48Kx_0$	$24Kx_0$	$-72Kx_0$	$24Kx_0$
110	$48Kx_0$	$48Kx_0$	$-64Kx_0$	$120Kx_0$	$24Kx_0$	$-24Kx_0$
111	$64Kx_0$	$64Kx_0$	$64Kx_0$	$168Kx_0$	$72Kx_0$	$24Kx_0$

表3 六种星座图映射规则重排的另一实现形式

比特-符号的映射	1	2	3	4	5	6
比特顺序	$i_1 q_1 i_2 q_2 i_3 q_3$	$i_2 q_2 i_3 q_3 i_1 q_1$	$i_3 q_3 i_1 q_1 i_2 q_2$	$i_1 q_1 i_2 q_2 i_3 q_3$	$i_2 q_2 i_3 q_3 i_1 q_1$	$i_3 q_3 i_1 q_1 i_2 q_2$

(AWGN 信道), 合并后的 LLR 结果如表 4 所示。基于 6 种映射关系的 4 次传输后的合并 LLR 结果也列在表 4 中作为对照。

可以看到, 与表 2 相比, 采用图 3 所示四星座图重排 HARQ 策略, 同样可以较好地弱化比特之间可靠性的差异, 而且只需要经过 4 次传输就可以达到较好的平均效果, 而采用六星座图重排 HARQ 策略经过 4 次传输后的平均效果则相对较差。所以, 与 6 星座图重排 HARQ 策略相比, 采用图 3 所示四星座图重排 HARQ 策略不但可以降低复杂度, 而且可以通过较少的重传次数达到较好的性能, 从而降低重传延迟, 提高数据的吞吐率(见仿真结果)。

与表 3 类似, 在具体实现中也可以采用每次传输使用相同映射关系的星座图(例如图 1), 但在进行比特-符号映射时改变其比特映射规则的方法(如表 5 所示)来实现。

3 仿真结果

在这一节, 我们将对前面所讲的基于 64-QAM 的星座图重排 HARQ 算法进行仿真。在第二类 HARQ 的 3 种方案中, 星座图重排策略最适宜用 Chase 合并方案实现, 因此在仿真中我们选择 Chase 合并作为 HARQ 的实现策略。选用 HSDPA 中的 MCS7(64-QAM, 3/4 码率 Turbo 码)^[4], 仿真了 AWGN 信道下本文提出的四星座图重排策略和文献[3]提出的六星座图重排策略的吞吐率性能(每传输符号中能够正确译码的信息位数)和平均传输次数。需要说明的是, 某一信噪比下平均传输次数 N 的定义为: $N = \frac{1}{F} \sum_{i=1}^F N_i$, 其中 F 为蒙特卡罗仿真中某信噪比下的仿真帧数, N_i 为第 i 帧的传输次数, 是自然数, 但是 N 并不一定是自然数, 它表示传输次数的平均值。例如 $N=2.5$ 表示, 大约有一半的情况要求传输两次, 另一半情况下要求传输 3 次。最大重传次数设为 9 次。

由于经过星座图重排, 比特可靠性趋于平均, 因此输入

译码器的 LLR 值更趋近于均匀分布, 译码性能将随之提高, 所以由图 4 可以看到, 与不采用星座图重排 HARQ 技术相比, 本文提出的四星座图重排策略可以显著提高 HARQ 的吞吐率性能。由第 2 节的分析可见, 与文献[3]提出的六星座图重排策略相比, 在相同的传输次数下, 本文提出的四星座图重排策略可以得到更加均匀的比特可靠性分布(例如表 4), 因此由图 4 可以看到在吞吐率性能上, 与文献[3]提出的六星座图重排策略相比, 也有大约 1~1.5dB 的增益(例如, 对于四星座图重排策略, 在信噪比大约是 7.5dB 时进入 3 次传输对应的吞吐量稳定期, 10.5dB 时进入两次传输对应的吞吐量稳定期; 而对于六星座图重排策略, 在信噪比大约是 9dB 时才能进入 3 次传输对应的吞吐量稳定期, 11.5dB 时才能进入两次传输对应的吞吐量稳定期)。同理, 从图 5 可以看到, 采用本文提出的四星座图重排策略在中低信噪比的情况下, 与原有六星座图重排策略相比, 可以降低平均传输次数, 从而减小了重传造成的延迟, 对于某些对时延要求较高的业务, 具有一定优越性。同时, 本文提出的四星座图重排策略还可以将 64-QAM 星座图重排的复杂度降低到与 16-QAM 相同的程度(只存储 4 种映射规则)。

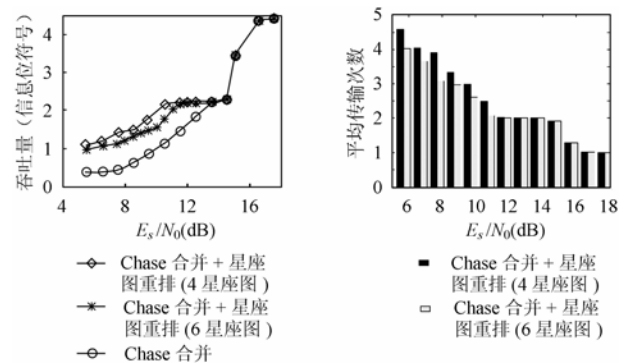


图 4 AWGN 信道 Chase 合并的吞吐率性能(MCS7) 图 5 AWGN 信道 Chase 合并的平均传输次 (MCS7)

表 4 AWGN 信道下四次传输后采用图 2 和图 3 所示星座图重排策略的合并 LLR 值

$i_1 i_2 i_3$	采用图 3 所示四星座图重排			采用图 2 所示六星座图重排		
	i_1 平均 LLR	i_2 平均 LLR	i_3 平均 LLR	i_1 平均 LLR	i_2 平均 LLR	i_3 平均 LLR
000	$-48Kx_0$	$-32Kx_0$	$-48Kx_0$	$-48Kx_0$	$-32Kx_0$	$-24Kx_0$
001	$-32Kx_0$	$-32Kx_0$	$48Kx_0$	$-32Kx_0$	$-40Kx_0$	$24Kx_0$
010	$-32Kx_0$	$32Kx_0$	$-32Kx_0$	$-40Kx_0$	$32Kx_0$	$-16Kx_0$
011	$-48Kx_0$	$32Kx_0$	$32Kx_0$	$-56Kx_0$	$40Kx_0$	$16Kx_0$
100	$48Kx_0$	$-32Kx_0$	$-32Kx_0$	$48Kx_0$	$-24Kx_0$	$-40Kx_0$
101	$32Kx_0$	$-32Kx_0$	$32Kx_0$	$32Kx_0$	$-48Kx_0$	$40Kx_0$
110	$32Kx_0$	$32Kx_0$	$-48Kx_0$	$40Kx_0$	$24Kx_0$	$-48Kx_0$
111	$48Kx_0$	$32Kx_0$	$48Kx_0$	$56Kx_0$	$48Kx_0$	$48Kx_0$

表 5 四星座图映射规则重排的另一实现形式

比特-符号的映射	1	2	3	4
比特顺序	$i_1 q_1 i_2 q_2 i_3 q_3$	$i_3 q_3 i_2 q_2 i_1 q_1$	$i_3 q_3 i_2 q_2 i_1 q_1$	$i_1 q_1 i_2 q_2 i_3 q_3$

4 结束语

比特可靠性依赖于调制星座图的映射关系是多级调制的固有特性,通过 HARQ 技术,在各次传输中恰当地选择不同的星座图映射规则,可以使各个比特的可靠性逐渐趋于平均,从而提高译码性能。本文针对 64-QAM,提出了一种基于 4 种星座图映射规则的 HARQ 星座图重排策略,与原有六星座图重排策略相比,一方面将复杂度降低到与 16-QAM 相同的程度,另一方面还提高了系统的吞吐率性能,降低了平均传输次数,提高了系统效率。

参 考 文 献

- [1] Wengerter C H, von Elbwart A G E. Advanced hybrid ARQ technique employing a signal constellation rearrangement. VTC 2002-Fall, vol.4: 2002 – 2006.
 - [2] 3GPP TS 25.212 v5.3.0(2002-12). Multiplexing and channel coding(FDD).
 - [3] Panasonic, Enhanced HARQ method with signal constellation rearrangement. 3GPP TSG RAN WG1, March 2001.
 - [4] 3GPP TR 25.848 v4.0.0 (2001 – 03).Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access.
 - [5] Gu X Y, Li W Y, Niu K, *et al.*.A universal efficient soft output algorithm for M-QAM. Demapper, Proceedings of ICC'2004: 880 – 885.
- 顾昕钰: 女, 1977 年生, 博士生, 研究方向为自适应调制编码、混合 ARQ 等。
- 王艺晨: 女, 1980 年生, 硕士生, 专业为信号与信息处理。
- 于笑博: 男, 1980 年生, 硕士生, 专业为信号与信息处理。
- 牛 凯: 男, 1976 年生, 博士, 讲师, 主要研究方向为迭代编译码、多用户检测、MIMO 信号处理。
- 林家儒: 男, 1958 年生, 教授, 现主要研究方向为信息编码理论研究。
- 吴伟陵: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 国家自然科学基金委学科评审组成员, 中国电子学会信息论分会主任委员, 现研究方向为数字移动通信、个人通信与数字卫星通信中的信息处理、信源与信道编码理论。