

一种应用 CPM 扩频调制的 Turbo CDMA 系统

郑洪明¹, 施卫香², 毕光国³, S. H. Leung⁴

(1. 北京诺基亚研发中心, 北京 100013; 2. 北京邮电大学电信工程学院, 北京 100876;
3. 东南大学无线电工程系, 江苏南京 210096; 4. 香港城市大学电子工程系, 香港)

摘要: 本文首先介绍了连续相位调制 CPM (Continuous Phase Modulation) 的分解模型^[1], 得到 CPM 调制可以分解为一个线性连续相位编码 CPE (Continuous Phase Encoder) 和无记忆调制的组合; 接着基于 CPM 的错误事件和递归特性, 推出了采用 CPM 扩频调制的 Turbo CDMA 系统模型, 这里 CPM 扩频调制作为递归内码, 与外编码器及交织器级连构成 Turbo 迭代系统. 该系统有明显的交织增益. 利用系统的迭代解调解扩和解码的特点, 设计了软输入输出的接收机. 接收机中解调器采用 MAP (Maximum A Posterior) 和 SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) 算法, 解码器采用 MAP 算法. 仿真结果表明 CPM 调制器作为内码形成级连迭代系统交织增益非常明显.

关键词: CPM 扩频调制; Turbo 检测; MAP 解扩与解码; SOVA 算法

中图分类号: TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 10-1466-04

A Turbo CDMA System with CPM Spreading Modulation

ZHENG Hong ming¹, SHI Wei xiang², BI Guang guo³, S. H. Leung⁴

(1. Beijing Nokia R&D Center, Beijing 100013, China; 2. College of Telecom. Eng., Beijing University of Posts and Telecom., Beijing 100876, China;
3. Dept of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China; 4. Dept of Electronic Engineering, City University of Hong Kong, Hong Kong)

Abstract: This paper firstly proposes a decomposed model of CPM modulator which consists of a linear CPE and a memoryless modulator. Based on the error event analysis and recursive feature of CPM signal, a Turbo CDMA system with CPM spreading modulation is proposed, in which CPM modulator as a recursive inner coder can be used to concatenate with other outer coders and interleaver into a Turbo iterative system to improve the performance of CDMA system. With the use of iterative demodulation, despreading and decoding an iterative soft input soft output (SISO) receiver is proposed in this paper, in which MAP and SOVA algorithms are implemented in the demodulator, respectively, and MAP algorithm is realized in the decoder. Simulations have shown CPM spreading modulator as an inner coding modulator can provide the interleaver gain explicitly.

Key words: CPM spreading modulation; Turbo detection; MAP detection and decoding; SOVA algorithm

1 引言

Turbo 码^[2]真正突破性的发现不是它的编码形式, 而是基于软输入软输出 SISO (Soft Input Soft Output) 分量码解码算法的迭代解码方法. 1996 年 S. Benedetto 等人把 Turbo 的解码概念引入传统级联码中得到了串行级联卷积码 SCCC (Serial Concatenated Convolution Code), 在文献[3]中分别给出了理论分析和仿真结果, 分析认为 SCCC 有着更大的有效自由距, 因此比 PCCC (Parallel Concatenated Convolution Code) 码更有优越的性能, 仿真结果也正好说明这一点.

Turbo 的概念现已应用到其它的系统^[5,6], 成为一种设计先进接收机的方法. 在传统的接收机里, 各个子系统是相互独立工作的, 前面的子系统完成处理后把输出硬判决传递给下一级子系统, 这其实存在信息量的损失. 另外处于前面的子系

统也没有能够共享后面子系统的信息, 其实这些信息的传递都可以通过 Turbo 的机制来解决. 在 Turbo 系统的处理中, 各个子系统都必须是软输入软输出算法实现的, 每一级子系统的软输出传递给下一级子系统作为软输入, 最后一级的子系统的软输出再反馈到第一级子系统进行下一轮处理, 这样 Turbo 过程可以根据需要很灵活地包括符号检测(解调解扩)、信道解码和均衡等几个互相关联的子系统. 迭代的解码与检测是当前移动通信研究的热点.

本文研究的连续相位调制(CPM)通过分解可以和 DPSK、DQPSK 一起看作为速率为 1 的递归卷积码和无记忆调制器相连. 基于这种分解模型^[1], 可以把 CPM 扩频调制当作递归内码, 与外卷积码及交织器串行级连可以构成等效的 SCCC 系统. 从 SCCC 系统的错误事件分析及 CPM 的递归特性出发,

本文研究了这种级连系统的性能, 实现的 Turbo CPM 扩频调制 CDMA 系统中利用了迭代的解扩、解调和解码结构, 仿真中的接收机解调器采用了 MAP 软输入软输出算法及 SOVA 算法, 解码器采用了 MAP 算法.

2 CPM 的分解模型

CPM 除了提供平滑的频谱外, 与 PSK 调制相比 CPM 还有编码增益, 该编码增益来自于 CPM 中的相位成形滤波器. CPM 分解系统模型如图 1 所示, 从图中可得到 CPM 调制可以分解为一个线性连续相位编码器 (CPE) 和无记忆调制器 MM.

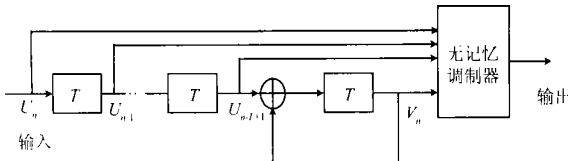


图 1 CPM 调制分解模型

CPM 系统传输信号可以写作为

$$s(t, a) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t, a) + \varphi_0) \quad (1)$$

其中: 相位 $\varphi(t, a) = 2\pi h \sum_{i=0}^{\infty} a_i q(t - iT) \geq 0$; 调制指数 $h = k/p$, k 和 p 互为质数; 信息 a_i 取值 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$; $q(t)$ 为相位平滑函数; L 为 CPM 系统的记忆长度.

如果变换式(1)中的 $\varphi(t, a)$ 为 $\Psi(t, a)$, 并替换输入序列 $U_i = (a_i + (M-1))/2$, $U_i \in \{0, 1, \dots, M-1\}$, 代入 $t = \tau + nT$, 则可以得到

$$\Psi(\tau + nT, U) = \varphi(t, a) + \pi h (M-1) t/T = R_{2\pi} [2\pi h R_P [\sum_{i=0}^{n-L} U_i] + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} U_{n-i} q(\tau + iT) + w(\tau)] \quad (2)$$

这里 $R_{2\pi}[\cdot]$ 和 $R_P[\cdot]$ 分别为模为 2π 和 P 操作的函数, 该信号的状态可用 (X_n, X_n) 来描述, 其中 $X_n = [U_n, \dots, U_{n+L+1}]$,

$V_n = R_P [\sum_{i=0}^{n-L} U_i]$. 当输入 U_{i+1} 时状态可以表示为 $V_{n+1} = R_P [V_n + U_{n-L+1}]$, 这就是 CPE 的状态方程. 如图 1 所示, 状态值 (X_n, V_n) 通过无记忆调制器映射为输出的 CPM 信号.

3 CPM 错误事件分析

通过前面分析可以知道分解后的 CPE 就是一个递归系统卷积码 RSC, 如果与外卷积码串行相连, 中间有一个交织深度为 N 的交织器, 该系统可近似为 SCCC 在文[3]中分别给出了 SCCC 的误码性能界.

$$P_b(e) \leq \sum_{h=h_m}^{N/R_c^o} e^{-hR_c^o E_b/N_0} \sum_{w=w_m^o}^{NR_c^o} \sum_{d=d_j^o}^N \sum_{n=1}^{n_m^o} N^{n^o + \tilde{n} - l - 1} \cdot \frac{l!}{p^{n^o + \tilde{n} - 1} n^o! n^i!} \frac{w}{R} A_{w, l, n}^o A_{l, h, \tilde{n}}^i \quad (3)$$

上式对应于 SCCC 系统的外卷积码 C_o 速率为 R_c^o , 内卷积码 C_i 速率为 R_c^i , 中间有一交织深度为 N 的交织器, 整个编码器产生的速率为 R_c^o , 具体系数见文献[3].

类似 SCCC 错误事件分析, 可知 CPM 调制系统中一个错误事件至少有两个错误符号, 错误事件的最小长度为 $L+1$, 错误事件最小二进制输入重量为 $L_{\min} = 2$, 从这里可以看出, CPM 调制极类似 RSC 码. 从式(3)中可以得到一些设计原则, N 的最大指数可写作为 $a(h) = \max_{n, l} \{n^o + \tilde{n} - l - 1\}$. 当 E_b/N_0 为任何值, 因为 CPM 产生任何错误事件所需输入序列重量至少为 2, 故 CPM 的等效块码的级连错误事件最大个数为 $l/2$, 故 N 的指数为 $e_{\max} \leq \max_l \{L \frac{l}{d_{\min}} - L \frac{l+1}{2} - 1\}$. 当 $l = d_{H_{\min}}$ 时达到最大, $e_{\max} \leq -L \frac{d_{H_{\min}} + 1}{2}$, 通常外码自由距离大于 2, 故当 CPM 调制器串行级连一个外编码时, 将产生交织增益.

4 CPM 扩频 CDMA 系统模型

系统框图如图 2 所示, 信道为瑞利衰落信道, 共 L 个用户, 对第 l 个用户来说, 经编码器和交织器输出的一组 m_b 比特信息 (独立相同分布) 进入映射器, 用于挑选共有 $M = 2^{m_b}$ 个扩频序列集中的一个序列, 每个扩频序列周期长度为 N_c , 这些 M 个扩频序列一一对应于 M 进制的符号集 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$, 信息比特的间隔为 T_b , 符号和码片间隔为 $T_s = m_b T_b$ 及 $T_c = T_s / N_c$.

第 l 个用户任意的第 m 个相位扩频序列可以表示成 $a_{m, l}^{(i)} = (a_{m, l}^{(1)}, a_{m, l}^{(2)}, \dots, a_{m, l}^{(N_c-1)}) (m = 1, 2, \dots, M; l = 1, 2, \dots, L)$, 其中 $a_{m, l}^{(i)}$ 取值 $\{\pm 1, -1\} i = 0, 1, \dots, N_c - 1$. 在第 n 个符号间隔 $nT_s \leq t \leq (n+1)T_s$, 由第 n 个输出的相位扩频序列 $y_n^{(l)} = (y_{n, 0}^{(l)}, \dots, y_{n, N_c-1}^{(l)}) (y_n^{(l)} \in \{a_{m, l}^{(i)}, m = 1, 2, \dots, M\} y_{n, i}^{(l)} \in \{\pm 1, -1\}, i = 0, 1, \dots, N_c - 1)$ 引起的相位增加为

$$\Delta \varphi(t, y_n^{(l)}) = 2\pi h \sum_{i=0}^{N_c-1} y_{n, i}^{(l)} q(t - nT_s - iT_c) \quad (4)$$

其中 h 为调制指数, $q(t)$ 为长度 T_c 的平滑相位函数.

在 CPM 扩频调制 CDMA 系统中, 第 l 个用户的发射信号为

$$s_l(t; y_l) = A_l \cos(\omega_c t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta \varphi(t; y_n^{(l)}) + \theta_l) \quad (5)$$

其中 A_l 和 θ_l 为第 l 个用户的幅度和起始载波相位. 该 DS/SS 信号的带宽很明显由平滑相位函数 $q(t)$ 、调制指数 h 及相位扩频序列 PSS 的码片速率决定.

系统中 L 个用户信号分别通过各自的瑞利信道, 进入相同 AWGN 信道 (针对上行信道). 接收信号为

$$r(t; y) = \sum_{l=1}^L A_l \rho_l(t) \cos(\omega_c t + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta \varphi(t - \tau_l; y_n^{(l)}) + \beta_l(t) + \psi_l) + n(t) \quad (6)$$

发射信号矢量 y 为 $\{y_1, y_2, \dots, y_L\}$, 第 l 个用户的时间延时为 τ_l , 相移 $\psi_l = \theta_l - \omega_c \tau_l$, 假设幅度 $\rho_l(t)$ 和 $\beta_l(t)$ 为信道引起的衰落幅度和相位, $\rho_l(t)$ 为瑞利分布, $\beta_l(t)$ 和 ψ_l 为相互独立的随机过程和随机变量, 它们均匀分布于 $[0, 2\pi)$. $n(t)$ 为 AWGN, 功率谱密度为 $N_0/2$.

5 CPM 扩频 CDMA 系统接收机设置

从 CPM 错误事件分析可知, 联合的检测与解码 (如卷积

编码与 DPSK 或 CPM) 可以在瑞利信道下提供好的编码增益, 该增益来自于交织器的分集效应. CPM 和 DPSK 一样都可以分解为递归卷积码和无记忆的映射器, 这个速率为 1 的卷积调制器可以作为内码和外码 (普通的卷积码, TCM 等) 及交织器级连, 形成一串行级连系统, 在这种级连系统中, 我们不明显地使用卷积码作为内码, 只利用调制器的递归特性作为等效的内码. 从串行级连系统设计准则可知, 调制器的递归特性正好提供了 SCCC 所需的内码特性. 在这种系统中, 只需内码是递归的, 即可获得很大的交织增益(只依赖于交织器长度和外码自由距离). 我们设计的迭代接收机如图 2.

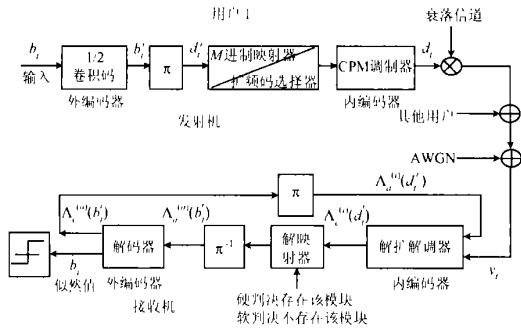


图 2 CPM 扩频 CDMA 系统框图

采用 MAP 软输入软输出算法进行解扩、解调及解码的接收机. 不同于并行级连系统, 在串行级连系统中计算对数似然率 LLR 既包括信息流比特又包括编码比特, 这些比特流的 LLR 将作为下一级的先验信息. 也就是说外解码输入信息不带有信道信息, 仅是前一级解码器输出的似然值, 这里的内解码也即是 CPM MAP 解扩解调器, 外解码为一般的 MAP 解码器, 级连系统用 Turbo 原理来进行接收能提高系统性能.

实现步骤:

(1) CPM MAP 检测器首先接收信道提供的 CPM 扩频调制信号进行解扩解调. 假设网格输入信息似然值为 0, 在随后的迭代中输入信息 0, 1 的似然值将由解码器来提供. 解扩解调器产生的似然值如下

$$\Lambda^{(i)}(d_i) = \Lambda_e^{(i)}(d_i) + \Lambda_a^{(i)}(d_i) \quad (7)$$

式中: $\Lambda_e^{(i)}(d_i)$ 为外信息; $\Lambda_a^{(i)}(d_i)$ 为下一级解码器提供的先验信息. 这部分 CPM 检测器为可近似为速率为 1 的解码器, 由于 CPM 调制为非系统码形式, 故 $\Lambda_e^{(i)}(d_i)$ 不可分解为内信息和外信息两部分, 输出的外信息经过解交织输入至解码器.

(2) 在解码器中没有信道信息, 只有先验概率信息. 外码器利用软似然值产生信息的硬比特和信息与编码流的软似然值.

$$\Lambda^{(o)}(b_i) = \Lambda_e^{(o)}(b_i) + \Lambda_a^{(o)}(b_i) \quad (8)$$

外码器产生的所有比特流软似然值经交织器, 再输入 CPM MAP 检测器进行第二次迭代.

(3) 第二次迭代, CPM MAP 检测器利用信道输入信息和外码器提供的输入信息的先验概率 (不等于 0.5), 再次进行 MAP 解扩解调.

(4) 多次迭代后, 根据产生的外码器似然值来判决发射信号值.

6 仿真性能分析

仿真系统框图如图 2 所示. 本系统中设置解调解扩为 SOVA 和 MAP 两种, 而解码器则为 MAP 解码器. 解调解扩和解码器之间有一交织深度可变的交织器. 外编码器为一速率 1/2 的 (2, 1, 4) 系统递归卷积码, 多项式为 $g_0 = [013], g_1 = [015]$, 交织器的交织形式可变, 缺省模式为随机交织器, 内编码器为 CPM 扩频调制器, 其分解形式为速率 1 的系统递归卷积码加无记忆调制器. 外编码器和内 CPM 扩频调制器串行级连则成为了 SCCC 系统. 在本系统中将验证这种级连系统能否象 SCCC 一样通过外码与内调制器提供交织增益. 在后述的性能曲线图中标有 'detector' 的为检测器输出性能曲线, 标有 'decoder' 的为解码器输出性能曲线.

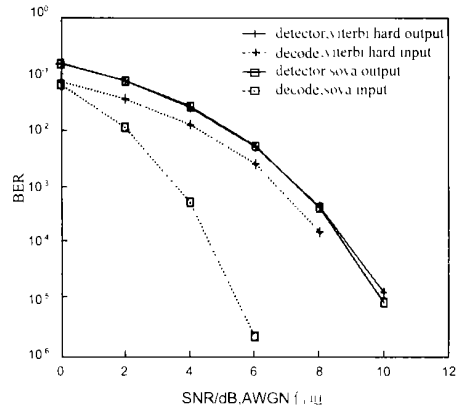


图 3 SOVA 软输出 & Viterbi 硬输出解调器 + MAP 解码器性能比较 ($u = 4$) (无迭代和交织)

图 3 为 SOVA 软输出解扩解调器级连 MAP 解码器性能与 Viterbi 硬输出解扩解调器级连 MAP 解码器的性能比较. 系统中有 4 个用户, 信道为 AWGN 信道, 系统解扩解调器与解码器之间无交织, 软输出无进一步的迭代. 从图中可看出在解扩解调器这一级提供软输出对下一级解码器非常重要, 解扩解调器端有无软输出在系统中性能相差 2dB 左右 (BER 在 $1e^{-3}$).

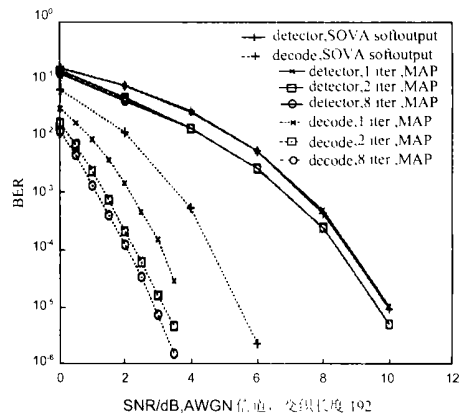


图 4 SOVA & MAP 软输出解调器 + MAP 解码器性能比较 ($u = 4$) (迭代次数 1, 2, 8)

图 4 为 SOVA 软输出解扩解调器级连 MAP 解码器性能与 MAP 软输出解扩解调器级连 MAP 解码器的性能比较. 系统中

有 4 个用户,信道为 AWGN 信道,系统解扩解调器与解码器有一交织长度为 192 的随机交织器,系统中有迭代,MAP 解调器级连 MAP 解码器迭代次数分别为 1, 2 和 8,其中 SOVA 解调器级连 MAP 解码器只有 1 次迭代.从图中可看出在解扩解调器这一级提供 MAP 软输出将比 SOVA 软输出提供更好的性能,从这里可得到 SOVA 是一种次优化的软输出算法.另外 CPM 解扩解调器确实在这种级连系统中起到了内解码器的作用,随着迭代次数的增加解调器和解码器性能都有不同程度的改进.

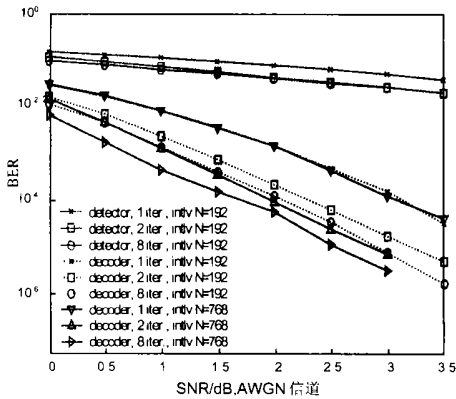


图 5 MAP 软输出解调器+ MAP 解码器性能比较($u=4$) (迭代和交织)

图 5 为 MAP 软输出解扩解调器级连 MAP 解码器在不同交织长度下的性能曲线.系统中只有 4 个用户,信道为 AWGN 信道,系统解扩解调器与解码器间有一交织长度分别为 192 和 768 的随机交织器,系统中有迭代,MAP 解调器加 MAP 解

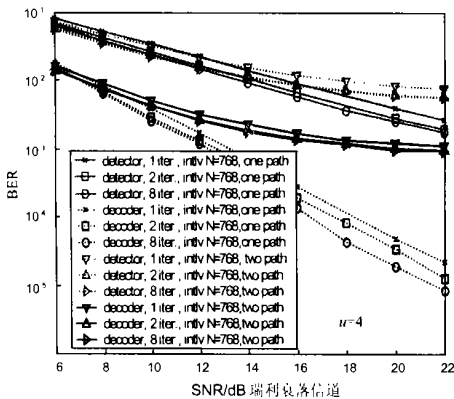


图 6 MAP 软输出解调器+ MAP 解码器性能比较($u=1$) (迭代和交织) (不同信道模型)

码器迭代次数分别为 1, 2 和 8.从图中可看出这种 CPM 解扩解调器系统随着交织器交织长度的增长系统性能有明显改进,从这点可得出 CPM 的分解模型中的 RSC 确实起到了内解码器的作用,且有明显的交织增益(因为内码是 RSC).

图 6 为 MAP 软输出解扩解调器加 MAP 解码器在不同多径衰落信道模型下的性能曲线.系统中有 4 个用户,系统解扩解调器与解码器间有一交织长度分别为 768 的随机交织器,系统中有迭代,MAP 解调器加 MAP 解码器迭代次数分别为 1,

2 和 8.

7 结论

本文基于 CPM 调制器的分解模型及 CPM 信号的错误事件分析,CPM 调制可以作为递归卷积码与外编码器及交织器级连,应用在扩频系统中则形成了本文的 Turbo CPM 扩频调制 CDMA 系统,该系统有明显的交织增益.另外利用系统的迭代解调解扩和解码的特点本文设计了迭代两种接收机,接收机中解调器分别采用了 MAP 软输出解调和 SOVA 软输出解调,解码器采用 MAP 软输入解码.

两种接收机都利用 CPM 扩频信号作为内码,与外码通过交织器相连,且在迭代中利用前后级的软信息传递来增强系统性能.从仿真曲线中可以看出解扩解调器这一级提供软输出对下一级解码器非常重要,另外由于 CPM 扩频信号作为内码形成级连迭代系统,随着交织器交织长度的增长,交织增益非常明显.

参考文献:

- [1] Rimoldi, B. E. A decomposition approach to CPM [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1988, 34: 260- 270.
- [2] C. Benou, A. Glavieux, P. Thitajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes [A]. Proc. of ICC' 93 [C]. Geneva, Switzerland: ICC, 1993. 1064- 1070.
- [3] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, F. Pollara. Serial concatenation of interleaved codes: Performance analysis, design, and iterative decoding [R]. JPL TDA Progress Report 42- 126, 1996. 1- 26.
- [4] J. B. Anderson, T. Aulin, C. E. Sundberg. Digital Phase Modulation [M]. New York: Plenum, 1986.
- [5] Narayanan, K. R., Stuber, G. L. A serial concatenation approach to iterative demodulation and decoding [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47: 956- 961.
- [6] Tapp, T. L., Mickelson, R. L. Turbo detection of coded continuous phase modulations [A]. Military Commun. Conf. Proceedings, MILCOM [C]. Atlantic, NJ: MILCOM, 1999. 534- 537.
- [7] J. Hagenauer, P. Hoeher. A Viterbi algorithm with soft decision outputs and its applications [A]. Proc. GLOBECOM' 89 [C]. Dallas, Texas: GLOBECOM, 1989. 1680- 1686.

作者简介:



郑洪明 男, 1971 年 10 月 1 日生于浙江宁波市, 1996 年毕业于南京电子工程研究中心取得通信与电子系统专业硕士; 2001 年毕业于东南大学无线电系取得通信与信息系统专业博士学位; 现在工作于北京诺基亚研发中心 3G 组, 从事第三代 CDMA 标准方面的工作, 主要兴趣在于研究各种调制、扩频和编码技术在无线多址系统中的应用。