

联合迭代解调译码算法的短波 FH/OFDM 系统的性能分析

熊俊俏 甘良才 朱毅超
(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

摘要: 该文提出了一种基于联合迭代解调译码的短波跳频 OFDM 系统, 并在其接收端采用非相干序列检测和迭代译码相结合的联合迭代解调译码算法。该联合迭代解调译码算法可以降低差分检测时所导致的性能损失, 同时, 也可以提高短波 FH/OFDM 系统的可靠性。仿真结果表明: 该方法可使其系统在短波信道中获得较好的比特误码性能, 当 $E_b/N_0=5.5$ dB 时, 其系统的比特误码率可达到 10^{-5} , 数据传输速率达到 8.912 kb/s, 显然, 该联合迭代译码解调算法是适合短波 FH/OFDM 系统的。

关键词: 跳频通信; 迭代解调译码; 非相干序列检测; 正交频分复用

中图分类号: TN914.41

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)12-3041-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01629

Performance Analysis of Short-wave FH/OFDM System Based on Joint Iterative Demodulation and Decoding Algorithm

Xiong Jun-qiao Gan Liang-cai Zhu Yi-chao
(School of Wlectronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A short-wave FH/OFDM system based on joint iterative demodulation and decoding is proposed. By combining the advantage of NSD technique and iterative demodulation and decoding, the method could compensate the SNR loss caused by differential detection and improve the reliability of short-wave communication system. Numeric simulation results show that the proposed method could effectively improve the system BER performance, while it reaches to 10^{-5} when SNR is 5.5 dB and data rate reaches to 8.192 kbps. Joint iterative demodulation and decoding is a practical algorithm for FH/OFDM systems.

Key words: Frequency Hopping (FH) communication; Iterative demodulation and decoding; Noncoherent Sequence Detection (NSD); OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

1 引言

正交频分复用(OFDM)技术具有抗严重的多径干扰和强窄带的噪声干扰的能力, 已成功地应用于短波通信系统中^[1,2], 将OFDM技术应用于短波跳频系统, 通常采用基于信道估计的相干检测方法^[3,4], 但由于短波信道具有带宽受限和时变衰落特性, 进行精确的信道估计和相位跟踪非常困难。同时, 进行信道估计的高密度导频插入将会导致数据传输速率的降低和功率损失, 若采用差分检测(非相干检测)则不需要进行信道估计, 只需通过比较相邻两个信号的相位和幅度就能够准确地恢复出基带信号, 从而大大地降低了其系统实现的成本和复杂度^[5], 差分调制的方案已成为国际标准^[6]。文献[7-9]针对短波信道条件下OFDM通信系统, 提出了频域差分调

制解调的方法, 通过盲相位估计以抵消延时扩展所引起的相位误差的影响, 在快衰落的短波信道环境下, 所提出的频域差分解调器的性能优于传统的差分解调器。而文献[10]针对频率选择性衰落信道, 提出了采用神经网络理论和SOM算法进行OFDM的差分解调, 在不增加计算复杂度的情况下, 其性能优于传统的差分解调性能。文献[11-13]分别将信道估计、迭代译码和迭代解调译码算法应用于OFDM信号解调系统中, 并取得了较好的结果, 但均用于信号的相干检测, 且是在无载波跳频的情况下取得的。

跳频技术增强了短波通信的抗人为干扰的能力, 也较好地改善了多径延迟对其系统性能的影响。为了进一步提高短波跳频通信的数据速率, 本文提出将 OFDM 技术应用于短波跳频通信系统中, 构建了基于迭代解调译码的短波跳频 OFDM 系统, 在保持载波跳频的基础上, 在其系统发射端采用 OFDM 频域差分调制, 接收端采用非相干序列检测(NSD)

2009-12-22 收到, 2010-06-19 改回

国家自然科学基金(60372056, 60672043)资助课题

通信作者: 甘良才 Lc-gan@hotmail.com

与迭代译码相结合的联合迭代解调译码方法,它不仅可有效地提高系统的比特误码率性能,而且无需进行精确的信道估计。

2 短波跳频 OFDM 系统的 SO-NSD 算法

短波 FH/OFDM 系统结构框图如图 1 所示。

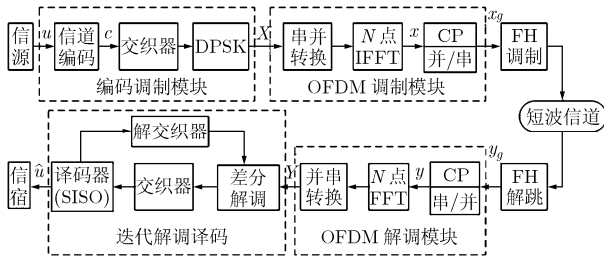


图 1 短波 FH/OFDM 系统结构

图 1 中,信源产生的信息比特序列 u 经过卷积编码、交织和调制得到调制信号 X ,该信号再经过 OFDM 调制,其载波按照跳频图案映射到相应的射频频率上,以跳频信号的形式发射至短波信道上传输。当信号进入接收端后,首先经过解跳处理,将射频信号解跳恢复为基带信号,OFDM 解调得到频域信号,最后,利用联合迭代解调译码算法,从频域信号中解调出信息比特的估计序列。

传统的非相干序列检测(NSD)^[14,15]采用硬判决的维特比算法(VA)。如果差分解调采用迭代结构,则要求输出软判决信息,本文采用软输出维特比算法(SOVA)代替 VA 算法,即 SO-NSD 算法^[16]。

符号 $u_1^K = \{u_k | k = 1, 2, \dots, K\}$ 为信息序列, $c_1^K = \{c_k | k = 1, 2, \dots, K\}$ 为所对应的编码序列,序列长度为 K ,接收端在时刻 $t=kT$ 的采样值可以表示为

$$y_k = \alpha_k c_k e^{j\theta} + n_k \quad (1)$$

式中 α_k 为幅度衰落因子,在 AWGN 信道中 $\alpha_k = 1$,在 Rayleigh 信道中 α_k 服从瑞利分布; θ 为信道引入的随机相位,通常假设其在 $(-\pi, \pi)$ 内服从均匀分布; n_k 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 、均值为零的复高斯白噪声。

根据接收序列 $\{y_k\}$ 和外部信息 $\{z_k\}$,寻找估计序列 $\{\tilde{u}_k\}$ 使得后验概率 $P\{\tilde{u}_1^K | y_1^K\}$ 为最大。根据贝叶斯公式,其最大化结果等效为

$$\max \{P\{\tilde{u}_1^K | y_1^K\}\} \Rightarrow \max \{P\{y_1^K | \tilde{u}_1^K\} \cdot P\{\tilde{u}_1^K\}\}$$

当进一步考虑外部信息 $\{z_k\}$ 的影响时,则可定义路径度量为

$$\begin{aligned} A_0(\tilde{u}_1^K) &= \ln \{P(y_1^K, z_1^K | \tilde{u}_1^K) P(\tilde{u}_1^K)\} \\ &= \ln P(y_1^K | \tilde{u}_1^K) + \ln P(z_1^K | \tilde{u}_1^K) + \ln P(\tilde{u}_1^K) \end{aligned} \quad (2)$$

假设信源 $\{u_k\}$ 等概率分布,可进一步简化路径

度量为

$$A(\tilde{u}_1^K) = \ln P(y_1^K | \tilde{u}_1^K) + \ln P(z_1^K | \tilde{u}_1^K) \quad (3)$$

由于外部信息 $\{z_k\}$ 是从信息序列 $\{\tilde{u}_k\}$ 似然比信息中提取得到的,故可将其视为 $\{\tilde{u}_k\}$ 经过高斯信道的输出序列^[17,18],即

$$z_k = \eta_Z \tilde{u}_k + n'_k \quad (4)$$

式中 n'_k 为独立分布零均值实高斯随机变量, σ_n^2 为方差; η_Z 定义为 $\eta_Z = E\{z_k | \tilde{u}_k\}$ 。

当利用外部信息更新先验信息时, η_Z 和 σ_n^2 满足 $\eta_Z/\sigma_n^2 = 1/2$ 。根据式(4)可知,其序列 z_1^K 的概率密度函数可表示为

$$p(z_1^K | \tilde{u}_1^K) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_n^2})^K} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=1}^K (z_i - \eta_Z \tilde{u}_i)^2 \right\} \quad (5)$$

在 AWGN 信道中,当 c_1^K 和 θ 给定时,接收序列 $y_1^K = \{y_i | i = 1, 2, \dots, K\}$ 的条件后验概率为

$$p(y_1^K | c_1^K, \theta) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_N^2})^K} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_N^2} \sum_{i=1}^K |y_i - c_i e^{j\theta}|^2 \right\} \quad (6)$$

根据 θ 在 $(-\pi, \pi)$ 内服从均匀分布,则可进一步求得

$$\begin{aligned} p(y_1^K | c_1^K) &= \int_{-\pi}^{\pi} p(y_1^K | c_1^K, \theta) d\theta = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_N^2})^K} \\ &\cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_N^2} \sum_{i=1}^K [|y_i|^2 + |c_i|^2] \right\} \\ &\cdot I_0 \left(\frac{1}{\sigma_N^2} \sum_{i=1}^K y_i c_i^* \right) \end{aligned} \quad (7)$$

式中 $I_0(x)$ 为第 1 类零阶贝塞尔函数。

由于 c_1^K 由 \tilde{u}_1^K 和初始状态唯一确定,因此,便可得

$$\begin{aligned} p(y_1^K | \tilde{u}_1^K) &= p(y_1^K | c_1^K) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi\sigma_N^2})^K} \\ &\cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma_N^2} \sum_{i=1}^K [|y_i|^2 + |c_i|^2] \right\} \\ &\cdot I_0 \left(\frac{1}{\sigma_N^2} \sum_{i=1}^K y_i c_i^* \right) \end{aligned} \quad (8)$$

将式(5),式(8)代入式(3)中,并略去常数部分,便可得到如下路径度量,即

$$\begin{aligned} A_K(\tilde{u}_1^K) &= \frac{1}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=1}^K y_i c_i^* \right| - \frac{\eta_Z}{\sigma_N^2} \sum_{i=1}^K z_i \tilde{u}_i \\ &= \frac{1}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=1}^K y_i c_i^* \right| - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^K z_i \tilde{u}_i \end{aligned} \quad (9)$$

而时刻 n 的度量增量为

$$\Delta_n(\tilde{u}_1^n) = \frac{1}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=0}^{n-1} y_i c_i^* \right| - \frac{1}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=1}^n y_i c_i^* \right| - \frac{1}{2} z_n u_n \quad (10)$$

由于度量增量的计算取决于 n 时刻之前的整个码字序列，因而其计算复杂度很高。为了降低计算的复杂度，可以限制增量度量计算的记忆长度，即对编码网格图进行截取^[18]。当选取信道记忆长度为 M 时，则采用 M 符号检测，而采用截取方法后的支路度量为

$$\lambda_n(\tilde{u}_1^n) = \frac{1}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=0}^{M-1} y_{n-i} c_{n-i}^* \right| - \frac{1}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=1}^M y_{n-i} c_{n-i}^* \right| - \frac{1}{2} z_n \tilde{u}_n, \quad n \geq M \quad (11)$$

式中，当求和符号上标小于下标时，和值为 0。该式假定在 M 符号间隔内，信道未知相位 θ 是不变的，在符号开始传输时(即 $n < M$ 的情况)，假定 $y_k = 0$ ($k < 1$)。

在瑞利信道中，通常信道边带信息 CSI 是未知的，同理可求得 M 符号的支路度量为

$$\lambda_n(\tilde{u}_1^n) = \frac{E(A)}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=0}^{M-1} y_{n-i} c_{n-i}^* \right| - \frac{E(A)}{\sigma_N^2} \left| \sum_{i=1}^M y_{n-i} c_{n-i}^* \right| - \frac{1}{2} z_n \tilde{u}_n, \quad n \geq M \quad (12)$$

式(12)中：根据瑞利分布的性质，幅度衰落因子 α_k 的均值 $E(A)$ 取 0.8862^[19]。

3 迭代解调译码算法

图 1 所示的系统模型中，DPSK 可视为由码率为 1，生成矩阵为(3,2)的递归系统卷积码 RSCC (Recursive Systematic Convolutional Codes) 和 BPSK 映射组合而成的差分编码器，显然，可将编码调制单元看作外码为卷积码、内码为差分编码的串行级联卷积码 SCCC (Serial-Concatenated Convolutional Codes)的编码结构。SCCC 的迭代译码采用软输入软输出 SISO(Soft-In Soft-Out)的译码器对内、外卷积码进行译码，并通过迭代的方法使其分量在 SISO 译码器之间分享软信息，从而达到译码的目的。将本文的编码调制单元等效为 SCCC 结构后，差分解调和卷积码译码也可以采用 SISO 译码算法进行类似于 SCCC 的译码过程，其迭代解调译码单元的结构框图如图 2 所示。

图 2 中，SISO 译码单元采用软输出维特比算法(SOVA)，而 SCCC 译码结构中不仅需要计算信息比特的似然比信息和外部信息，还需要计算编码比特的外部信息，为此必需对 SOVA 算法作进一步的推导。以 (n_0, k_0) 卷积码为例，设信息比特为 u_t ，第 t 时刻编码比特 $c_t^p = \{c_{t,1}^p, c_{t,2}^p, \dots, c_{t,n_0-1}^p\}$ ，在 AWGN 信

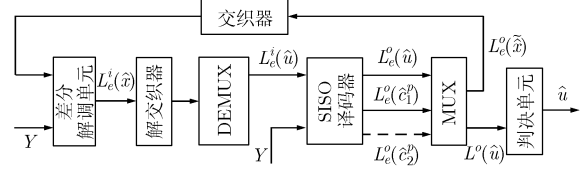


图 2 迭代解调译码单元

道中编码比特的路径度量可表示为^[20]

$$Mc_t^{(m)} = Mc_{t-1}^{(m)} + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n_0} c_{t,j}^{(m)} \cdot L_C y_{t,j} + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n_0-1} c_{t,j}^{p(m)} L(c_{t,j}^p) \quad (13)$$

式中 L_C 为信道置信度值，在 AWGN 信道条件下 $L_C = 4E_b/N_0$ ； $Mc_{t-1}^{(m)}$ 为 $t-1$ 时刻第 m 个分支路径上的累计度量； $L(c_{t,j}^p)$ 为编码比特的似然比信息。

类似信息比特，编码比特外部信息可表示为^[20]

$$L_c(\hat{c}_t^p) = L(\hat{c}_t^p) - \sum_{i=1}^{n_0-1} L_C y_{t,i}^p - L(c_{t,i}^p) \quad (14)$$

式中 $L(\hat{c}_t^p)$ 为编码比特的似然比信息

$$L(\hat{c}_{t-\delta}^p) \approx \sum_{j=1}^{n_0-1} \{\hat{c}_{t-\delta,j}^p \cdot \min \Delta c_{t-\delta,j}^p(n)\}$$

$\Delta c_{t,j}^p(n)$ 为 $c_{t,j}^p$ 可靠性信息。

信息比特和编码比特的外部信息合并后，经过交织器作为先验信息输入到差分解调单元中，进行新一轮的迭代过程，最后输出信息比特似然比信息。

4 数值仿真结果

短波跳频系统的跳频带宽为 1.536 MHz，频点数为 50，其跳频频率间隔为 30.72 kHz，其中保护间隔为 10.24 kHz，系统跳速 64 跳/秒；OFDM 采用 256 路子载波，符号周期为 $T=15.625$ ms，其中信息 $T_s=12.5$ ms，循环前缀 $T_g=3.125$ ms；信道编码采用 1/2 码率卷积码，信息速率为 8.192 kbps。本文对系统在 AWGN 信道和 CCIR 标准的 3 种短波信道(CCIR-Good, CCIR-Moderate, CCIR-Bad)下的比特误码率 P_b 性能进行了数值仿真，信道为 3 条路径结构，且各路径具有相同的多普勒频移值。其仿真参数设定如下：第 1 条路径为参考路径，第 3 条路径的多径时延达到 CCIR 标称值，第 2 条路径多径时延介于第 1、3 条路径之间，在每跳内随机产生；多普勒频移值每 64 跳改变一次，其值在 $(-fd_ccir, fd_ccir)$ 内随机取值，其中 fd_ccir 表示 CCIR 多普勒频移的标称值；3 条路径的多径衰落分别为 0 dB, -3 dB, -5 dB。在 AWGN 下，采用本文 SO-NSD 迭代解调译码算法时，当其系统在不同信道记忆长度 M ($M=2, 3, 4$) 和迭代运算次数 $Iter$ 时的 P_b 性能曲线如图 3 所示。

从图 3 中可见:检测符号数 M (即信道记忆长度)越大,系统的比特误码率性能越好;迭代次数越多,系统的 P_b 改善越大。与传统的差分检测相比,该方法能显著地提高系统的 P_b 性能,且由于采用了迭代译码的结构,即使是首次迭代,一旦信噪比超过一定值时,该方法的检测性能明显地优于传统相干检测的性能,如采用 4 个符号的 SO-NSD 检测,当 $E_b/N_0=2.5$ dB 时,首次迭代的 P_b 性能便优于相干检测的 P_b 性能,而当 $E_b/N_0=5.5$ dB 时,系统 P_b 可达到 10^{-5} 。

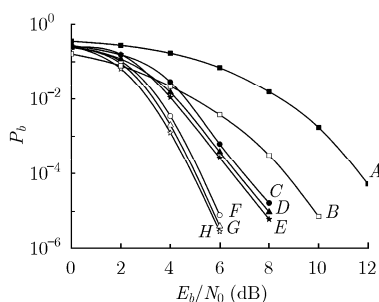


图 3 AWGN 下 SO-NSD 迭代解调译码 P_b 与 E_b/N_0 的关系曲线

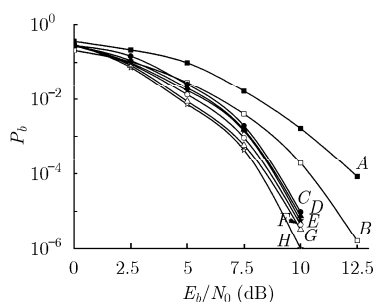


图 4 CCIR-Good 信道下 SO-NSD 迭代解调译码 P_b 与 E_b/N_0 的关系曲线

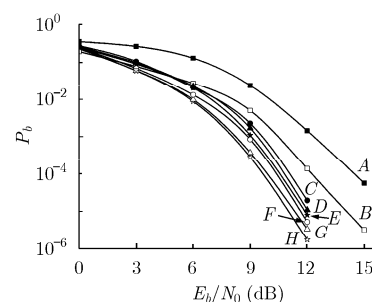


图 5 CCIR-Moderate 下 SO-NSD 迭代解调译码 P_b 与 E_b/N_0 的关系曲线

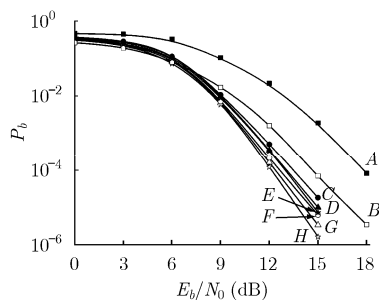


图 6 CCIR-Bad 下 SO-NSD 迭代解调译码 P_b 与 E_b/N_0 的关系曲线

从图中可见:与 AWGN 信道中系统性能曲线类似,检测符号数 M 越大,迭代次数越多,系统的比特误码率性能越好。虽然迭代次数的增加所获得系统的性能改善不像在 AWGN 信道条件下的明显,但由于采用迭代解调译码结构,与传统差分检测相比^[7-10],本文的方法在短波信道中亦可获得明显的系统性能改善,并可获得优于传统相干检测的性能。纵使当信道条件较差时,系统性能的改善也较明显,仍以 4 个符号 SO-NSD 检测为例,当比特误码率为 10^{-5} 时,大约可获得 3.5 dB 的比特误码率的改善,如图 6 所示。

5 结论

针对联合迭代解调译码算法的短波跳频 OFDM 系统,本文在接收端采用 SO-NSD 检测方

在 3 种标准的短波信道条件下,采用本文 SO-NSD 迭代解调译码算法时系统的 P_b 性能曲线分别如图 4-图 6 所示。

图 3-图 6 中, A~H 代表不同译码算法和参数时的性能曲线, A 为 Non-coh 算法, B 为 Coherent 算法, C, D, E 为 SO-NSD 算法、迭代次数 Iter 为 1, 记忆长度 M 分别为 2, 3, 4 时的性能曲线, F, G, H 也是 SO-NSD 算法,但迭代次数 Iter 为 4, M 分别为 2, 3, 4 时的性能曲线。

法,利用多个符号检测和迭代译码结构改善差分检测的性能,通过上述的理论分析与数值仿真,其数值仿真结果表明:(1)迭代次数越多,其系统比特误码率性能越好,在高斯信道下,当 $E_b/N_0=5.5$ dB 时,其系统的比特误码率可达到 10^{-5} ; (2)在信道条件较差的情况下,采用 4 符号 SO-NSD 检测,比特误码率保持为 10^{-5} 时,与传统的相干检测算法相比,可获得 3.5 dB 比特误码率性能的改善; (3)与传统的差分检测相比,采用迭代解调译码结构,可获得较大的迭代解调译码增益,并大大地降低了运算的复杂度; (4)由于采用差分检测的非相干检测,无需复杂的信道估计,从而使系统的数据速率可达到 8.192 kb/s。研究表明,本文所提出的联合迭代解调译码算法完全满足短波跳频 OFDM 系统的性能要求。

参考文献

- [1] Zou Zhao-hui. Implementation of short wave wideband data transmission by means of OFDM[C]. CEEM'2003, Hangzhou, China, Nov. 4-7, 2003: 51-55.
- [2] Yang Lei and Zhang You-ai. A synchronization algorithm for HF (High Frequency) broadband OFDM system[J]. *Journal of Electronics (China)*, 2008, 25(2): 258-261.
- [3] Zhu Yi-chao and Gan Liang-cai, et al. The application of OFDM and Turbo codes in shortwave frequency hopping communication systems[J]. *Chinese of Journal Electronics*, 2005, 14(4): 631-634.

- [4] 赵旦峰, 叶建超. 基于扩频 OFDM 宽带短波通信系统性能仿真[J]. 应用科技, 2009(10): 8-11.
Zhao Dan-feng and Ye Jian-chao. Simulation of wideband HF system model based on OFDM-CDMA. *Applied Science and Technology*, 2009(10): 8-11.
- [5] Hanzo L, Webb W, and Keller T. Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation: principles and applications for personal communications, WLANs and broadcasting[M]. Chichester, England: John Wiley & Sons Inc, 2000: 494.
- [6] Alard M and Lassalle R. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers[S]. EBU Review-Technical, 1989: 47.
- [7] 李旭明, 吴乐南. 一种用于短波通信的新的频域差分分解调器[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(3): 621-624.
Li Xu-ming and Wu Le-nan. A novel frequency domain differential demodulator in application to HF communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(3): 621-624.
- [8] 李旭明, 吴乐南. 短波环境中频域差分分解调器误码率性能分析[J]. 电路与系统学报, 2008, 13(6): 7-12.
Li Xu-ming and Wu Le-nan. Performance analysis of frequency domain differential demodulator over fading HF channels[J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2008, 13(6): 7-12.
- [9] 束锋, 吴乐南. 基于正交频分复用的频域差分幅度相位调制[J]. 电子与信息学报, 2002, 24(4): 467-472.
Shu Feng and Wu Le-nan. Frequency-domain DAPSK+OFDM[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(4): 467-472.
- [10] Li Xuming and Wu Lenan. Differential demodulation of OFDM based on SOM[C]. Proc. ICNC(2), Changsha, China, August 27-29, 2005: 468-475.
- [11] Bu Xiang-yuan, Jiao Hui-ying, and An Jian-ping. Iterative detection of OFDM Signals in sparse channel[J]. *Computer Engineering and Applications*, 2007, 42(19): 157-159.
- [12] Zhang Hong and Xia Xiang-gen. Iterative decoding and demodulation for single-antenna vector OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2006, 55(4): 1447-1454.
- [13] Abdel-Ghaffar, Khaled A S, and Weber J H, *et al.* Generalized iterative decoding for linear block codes on the binary erasure channel[C]. ISIT2007, Nice, France, June 24-29, 2007: 66-70.
- [14] Colavolpe G and Raheli R. Non-coherent sequence detection [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(9): 1376-1385.
- [15] Bayaki E, Lampe L, and Schober R. Performance evaluation of bluetooth systems with LDI, modified LDI, and NSD receivers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(1): 157-168.
- [16] Luo Xiao-lin. Iterative noncoherent sequence detection and decoding of serially concatenated coded MSK[C]. MILCOM2003, Boston, USA, Oct. 13-16, 2003: 51-56.
- [17] Nakamura Y, Nishimura M, and Okamoto Y, *et al.* Iterative decoding using attenuated extrinsic information from sum-product decoder for PMR channel with patterned medium[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007, 43(6): 2277-2279.
- [18] Colavolpe G, Ferrari G, and Raheli R. Extrinsic information in turbo decoding: A unified view[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, 49(12): 2088-2094.
- [19] Kima Chansoo and Han Keunhee. Estimation of the scale parameter of the Rayleigh distribution under general progressive censoring[J]. *Journal of the Korean Statistical Society*, 2009, 38(9): 239-246.
- [20] Yang Ha-young, Yoon Suk-hyun and Kang Chang-eon. Iterative decoding of serially concatenated convolutional codes applying the SOVA[C]. VTC'98, Ottawa, Canada, May 18-21, 1998: 353-357.
- 熊俊俏: 男, 1966年生, 副教授, 博士生, 研究方向为扩频通信与移动通信、软件无线电。
甘良才: 男, 1942年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应数字通信、扩频、跳频通信、软件无线电与移动通信理论与技术。
朱毅超: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为数字通信与跳频通信。