

# 一种串行 Turbo-DFH 迭代解调译码方案

潘克刚 张邦宁

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

**摘要:** 该文将差分跳频(DFH)系统的频率转移过程视为一种编码,提出了一种串行 Turbo-DFH 迭代解调译码方案。该方案的编码器由外编码器,交织器和差分跳频转移函数串行级联组成,译码器采用串行迭代结构译码。并针对 DFH 系统的特点,推导了一种新的 DFH 系统软输入软输出算法。仿真结果表明,该解调译码方案相对传统的 DFH 解调算法,性能得到了明显的改善。

**关键词:** 差分跳频; 频率转移函数; 迭代译码

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)07-1530-05

## A Serial Turbo-DFH Iterative Decoding Scheme

Pan Ke-gang Zhang Bang-ning

(Institute of Communication and Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** A serial Turbo-DFH iterative demodulation and decoding scheme is proposed, with regarding the frequency transition as some code. In the scheme, the encoder consists of an outer encoder and an interweaver, serially concatenating with a transition function. At the decoder, a serial iterative structure is adopted to decode the codes. A novel soft-input and soft-output algorithm for DFH system is deduced. The simulated result shows that compared with the traditional DFH demodulation algorithm, the performance is improved obviously.

**Key words:** Differential Frequency Hopping(DFH); Frequency transition function; Iterative decoding

### 1 引言

差分跳频(Differential Frequency Hopping, DFH)系统是一种全新的跳频通信体制<sup>[1,2]</sup>,它通过频率转移函数(G 函数),将数据信息隐藏在载波频率的跳变规律中,同时实现高跳速和高数据速率传输,可以有效地对抗跟踪干扰,并具有很强的抗衰落能力。因此,深入分析差分跳频通信系统的性能,研究其解调算法,对于通信抗干扰体制的研究具有重要的意义。

传统的差分跳频系统解调算法,是根据 G 函数的映射关系,对接收的频率序列反推,解调出数据信息,并且可以利用频率序列之间的相关性进行误跳纠正<sup>[1-3]</sup>,或采用 Viterbi 算法进行最大似然频率序列检测<sup>[3-5]</sup>。但是,这些算法均未充分利用 G 函数所产生的网格关联信息,也未为每一接收数据产生相应的后验概率。最近,裴小东博士用两个 G 函数构造了一种并行级联的类 Turbo 结构的 DFH 系统<sup>[6]</sup>,采用软输入软输出算法,进行迭代译码,与传统的 DFH 解调译码算法相比,性能得到了很大的改善。但并行迭代结构一般存在误码平层效应,并且它要求每个用户用两个独立的 G 函数,在多用户通信时,这样的 G 函数构造具有很大难度。

本文提出了一种串行的 Turbo-DFH 系统,通过编码器与 G 函数串行级联,将频率转移过程视为一种编码,充分利

用 G 函数所产生的网格关联信息,采用软输入软输出算法进行串行迭代译码,有效地改善了系统的误比特性能。这种类 Turbo 的串行迭代解调译码结构,已在 DPSK, CPM, GMSK 等有记忆调制方式中得到了深入的研究和应用<sup>[7-9]</sup>。

本文第 2 节提出了串行迭代 DFH 系统的编、译码器结构;第 3 节推导了一种新的 DFH 系统的 MAP 译码算法;第 4 节给出了系统的误比特性能仿真结果,并进行了分析;最后进行了总结。

### 2 编、译码器结构

串行 Turbo-DFH 编码器结构由一个外编码器,一个交织器和一个 DFH 频率转移函数串行级联组成,如图 1 所示。

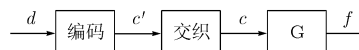


图 1 发送端编码结构

图中 G 为 DFH 系统的频率转移函数。信息序列  $d$  经过外编码器编码得到码字序列  $c'$ ,再通过交织器交织,改变码字位置顺序,输出序列  $c$ ,而后经 G 函数映射到相应的频率序列  $f$ 。

译码器结构如图 2 所示。其中,内译码器为 DFH 系统的软输入软输出译码器,交织器和解交织器与发端相对应。接收机前端对接收信号序列进行 FFT 运算,取各频点对应

幅值的平方序列  $Y_1^N$ , 作为内译码器的输入, 根据 G 函数的映射关系, 进行最大后验概率译码, 输出码字的概率对数似然比。译码器整个迭代过程与传统串行 Turbo 码迭代译码过程类似<sup>[10,11]</sup>。

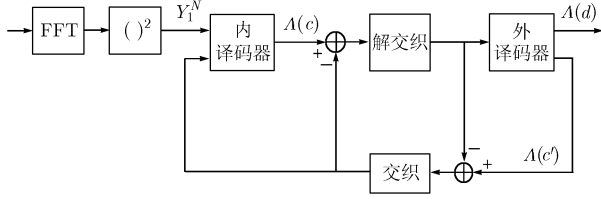


图2 译码器结构

### 3 DFH 系统的 MAP 算法

假设图 1 所示的串行 Turbo-DFH 系统中, 在加性高斯白噪声信道条件下, 序列  $c = (c_1, c_2, \dots, c_k, \dots, c_N)$  被传输, 接收的频率序列为  $Y_1^N = (Y_1, Y_2, \dots, Y_N)$ , 其中  $Y_k = (y_{k1}, y_{k2}, \dots, y_{kM})$  ( $M$  为 DFH 系统的频点总数)。考虑四进制系统, 即 BPH=2 (BPH—Bit Per Hop, 表示每跳传输的信息比特数), 同其它编码系统的 MAP 算法一样, 每一跳对应码字的后验概率可表示为<sup>[10,11]</sup>:

$$\begin{aligned} P(c_k = i | Y_1^N) &= \sum_{(s', s) \Rightarrow c_k = i} P(S_{k-1} = s', S_k = s, Y_1^N) \\ &= \sum_{(s', s) \Rightarrow c_k = i} \alpha_{k-1}(s') \beta_k(s) \gamma_k(s', s), \\ & \quad 1 \leq k \leq N, \quad 0 \leq i \leq 3 \end{aligned} \quad (1)$$

其中

$$\alpha_{k-1}(s') = P(S_{k-1} = s', Y_1^{k-1}) \quad (2)$$

$$\beta_k(s) = P(Y_{k+1}^N | S_k = s) \quad (3)$$

$$\gamma_k(s', s) = P(S_k = s, Y_k | S_{k-1} = s') \quad (4)$$

分别表示前向状态度量, 后向状态度量和分支度量。  $S_k$  表示  $k$  时刻的状态,  $(s', s) \Rightarrow c_k = i$  表示系统从状态  $s'$  转移到状态  $s$ , 并且传输码字为  $i$  ( $i=0,1,2,3$ ) 的集合。

$\alpha_k(s)$ ,  $\beta_k(s)$  可由式(5), 式(6)递归计算:

$$\begin{aligned} \alpha_k(s) &= P(S_k = s, Y_1^k) = \sum_{s'} P(S_{k-1} = s', Y_1^{k-1}) \\ & \quad \cdot P(S_k = s, Y_k | S_{k-1} = s') \\ &= \sum_{s'} \alpha_{k-1}(s') \gamma_k(s', s) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \beta_k(s) &= P(Y_{k+1}^N | S_k = s) = \sum_{s'} P(Y_{k+2}^N | S_{k+1} = s') \\ & \quad \cdot P(S_{k+1} = s', Y_{k+1} | S_k = s) \\ &= \sum_{s'} \beta_{k+1}(s') \gamma_{k+1}(s', s) \end{aligned} \quad (6)$$

分支度量:

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= P(S_k = s, Y_k | S_{k-1} = s') \\ &= P(Y_k | S_{k-1} = s', S_k = s) \\ & \quad \cdot P(S_k = s | S_{k-1} = s') \end{aligned} \quad (7)$$

$P(S_k = s | S_{k-1} = s')$  为网格图中分支的状态转移概率,

当不存在从  $s'$  到  $s$  状态的转移时, 概率为 0; 存在从  $s'$  到  $s$  状态的转移时, 其概率为传输  $i$  的概率, 即  $P(c_k = i)$ , 它由系统的先验信息决定。

假设  $S_{k-1} = s'$  且  $S_k = s$  时,  $k$  时刻传输的频点为  $f_{km}$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ )。接收端经过 FFT 运算后, 输出对应各频点的幅值服从 Rice 分布(发送该频率)或 Rayleigh 分布(未发送该频率)<sup>[12]</sup>, 接收序列  $Y_k = (y_{k1}, y_{k2}, \dots, y_{kM})$  为 FFT 输出幅值序列的平方, 则满足:  $y_{ki}$  ( $i \neq m$ ) 服从自由度为 2 的中心  $\chi^2$  分布,  $y_{km}$  服从自由度为 2 的非中心  $\chi^2$  分布<sup>[13]</sup>, 且它们均统计独立, 即

$$P(y_{ki} | f_{km}) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{E_s + y_{km}}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2}\right), & i = m \\ \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{y_{ki}}{2\sigma^2}\right), & i \neq m \end{cases} \quad (8)$$

其中  $\sigma^2$  为加性高斯白噪声的方差,  $E_s$  为每个符号的能量,  $I_0(x)$  为第 1 类零阶修正贝塞尔函数。

由式(8)可得

$$\begin{aligned} P(Y_k | S_{k-1} = s', S_k = s) &= P(Y_k | f_{km}) \\ &= \prod_{i=1}^M P(y_{ki} | f_{km}) = \frac{1}{2^M \sigma^{2M}} \exp\left(-\frac{E_s + y_{km}}{2\sigma^2}\right) \\ & \quad \cdot I_0\left(\frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2}\right) \prod_{i=1, i \neq m}^M \exp\left(-\frac{y_{ki}}{2\sigma^2}\right) \\ &= \frac{1}{2^M \sigma^{2M}} \exp\left(-\frac{E_s + \sum_{i=1}^M y_{ki}}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

所以

$$\begin{aligned} \gamma_k(s', s) &= \frac{1}{2^M \sigma^{2M}} \exp\left(-\frac{E_s + \sum_{i=1}^M y_{ki}}{2\sigma^2}\right) \\ & \quad \cdot I_0\left(\frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2}\right) P(S_k = s | S_{k-1} = s') = A_k \gamma'_k(s', s) \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} \gamma'_k(s', s) &= I_0\left(\frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2}\right) P(S_k = s | S_{k-1} = s') \\ &= I_0\left(\frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2}\right) P(c_k = i) \end{aligned} \quad (11)$$

$k$  时刻  $A_k$  为定值, 则在计算时,  $\gamma_k(s', s)$  可由  $\gamma'_k(s', s)$  代替。

设  $c_k$  的 2 bit 信息为  $(c_k^1, c_k^0)$ ,  $c_k$  传输 0,1,2,3 时,  $(c_k^1, c_k^0)$  分别为 (0,0), (0,1), (1,0) 和 (1,1), 则有

$$P(c_k^1 = 0 | Y_1^N) = P(c_k = 0 | Y_1^N) + P(c_k = 1 | Y_1^N) \quad (12)$$

$$P(c_k^1 = 1 | Y_1^N) = P(c_k = 2 | Y_1^N) + P(c_k = 3 | Y_1^N) \quad (13)$$

所以,  $c_k^1$  码字概率的对数似然比为

$$A(c_k^1) = \ln \frac{P(c_k^1 = 1 | Y_1^N)}{P(c_k^1 = 0 | Y_1^N)}$$

$$\begin{aligned}
 &= \ln \left\{ \sum_{(s',s) \Rightarrow c_k=2} \alpha_{k-1}(s')\beta_k(s)I_0 \left( \frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2} \right) P(c_k=2) \right. \\
 &+ \left. \sum_{(s',s) \Rightarrow c_k=3} \alpha_{k-1}(s')\beta_k(s)I_0 \left( \frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2} \right) P(c_k=3) \right\} \\
 &\left/ \left[ \sum_{(s',s) \Rightarrow c_k=0} \alpha_{k-1}(s')\beta_k(s)I_0 \left( \frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2} \right) P(c_k=0) \right. \right. \\
 &\left. \left. + \sum_{(s',s) \Rightarrow c_k=1} \alpha_{k-1}(s')\beta_k(s)I_0 \left( \frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2} \right) P(c_k=1) \right] \right\} \quad (14)
 \end{aligned}$$

记  $\eta(i) = \sum_{(s',s) \Rightarrow c_k=i} \alpha_{k-1}(s')\beta_k(s)I_0 \left( \frac{\sqrt{E_s y_{km}}}{\sigma^2} \right)$ , 则

$$\begin{aligned}
 A(c_k^1) &= \ln \frac{\eta(2)P(c_k=2) + \eta(3)P(c_k=3)}{\eta(0)P(c_k=0) + \eta(1)P(c_k=1)} \\
 &= \ln \frac{\eta(2)P(c_k^1=1)P(c_k^0=0) + \eta(3)P(c_k^1=1)P(c_k^0=1)}{\eta(0)P(c_k^1=0)P(c_k^0=0) + \eta(1)P(c_k^1=0)P(c_k^0=1)} \\
 &= \ln \frac{\eta(2) + \eta(3) \frac{P(c_k^0=1)}{P(c_k^0=0)}}{\eta(0) + \eta(1) \frac{P(c_k^0=1)}{P(c_k^0=0)}} + \ln \frac{P(c_k^1=1)}{P(c_k^1=0)} \quad (15)
 \end{aligned}$$

同理可得

$$\begin{aligned}
 A(c_k^0) &= \ln \frac{\eta(1)P(c_k=1) + \eta(3)P(c_k=3)}{\eta(0)P(c_k=0) + \eta(2)P(c_k=2)} \\
 &= \ln \frac{\eta(1) + \eta(3) \frac{P(c_k^1=1)}{P(c_k^1=0)}}{\eta(0) + \eta(2) \frac{P(c_k^1=1)}{P(c_k^1=0)}} + \ln \frac{P(c_k^0=1)}{P(c_k^0=0)} \quad (16)
 \end{aligned}$$

可见, 码字概率的对数似然比可分为两项, 第1项由与当前码字信息无关的信道信息和其它码字的先验信息决定, 第2项为该码字的先验信息。对其它进制的系统, 可以按照类似的方法推导, 得到相似的结论。特别地, 当系统为二进制时,  $P(c_k^1=i) = 0, (i=0,1)$ ,  $A(c_k) = A(c_k^0) = \ln \frac{\eta(1)}{\eta(0)} + \ln \frac{P(c_k^0=1)}{P(c_k^0=0)}$ 。

迭代过程为: 按照式(11)计算各时刻分支度量, 初始化  $\alpha_0(s), \beta_N(s)$ , 递归计算  $\alpha_k(s), \beta_k(s)$ , 并根据式(15), 式(16)分别计算码字序列  $c_k^1, c_k^0$  的概率似然比  $A(c^1)$  和  $A(c^0)$ , 第1次迭代先验信息为0;  $A(c^1), A(c^0)$  减去先验信息, 经过解交织后作为外译码器的输入; 外译码器按照 BCJR 算法<sup>[10,11]</sup>, 计算得到信息序列  $d$  的概率似然比  $A(d)$  和码字序列  $c'$  的概率似然比  $A(c')$ ;  $A(c')$  减去信道信息, 经交织后作为内译码器的先验信息, 如此反复迭代。经过一定迭代次数后, 由  $A(d)$  判决输出数据信息。

### 4 性能仿真和分析

假设频率转移函数的网格图有8状态, 即频率集频点总数  $M$  为8, 分别采用如图3(a), 3(b)所示的G函数映射, 在加性高斯白噪声信道下, 对二进制(BPH=1)和四进制

(BPH=2)的串行迭代解调方案的性能和传统DFH系统解调方案的性能进行了仿真, 它们的性能比较如图4所示。对于串行迭代解调方案, 仿真中帧长为1600 bit, 交织器采用随机交织器, 外码采用(2,1,3)的递归卷积码, 生成多项式为(7,5), 并用文中给出的迭代译码算法译码。对于传统DFH系统, 帧长也为1600 bit, 采用与迭代结构中外码相同的(2,1,3)卷积码进行信道编码, 编码器和G函数映射之间也加入随机交织器, 并采用Viterbi算法进行频率序列检测<sup>[3,5]</sup>。由于G函数的序列检测输出为硬判决值, 则信道译码器采用硬判Viterbi译码。

从图4中可以看出, 采用串行迭代解调译码方案, 随着迭代次数的增加, 系统的误比特性能不断改善, 但5次和6

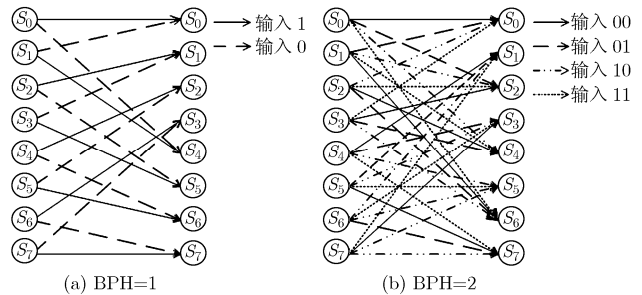


图3 频率转移跳变图

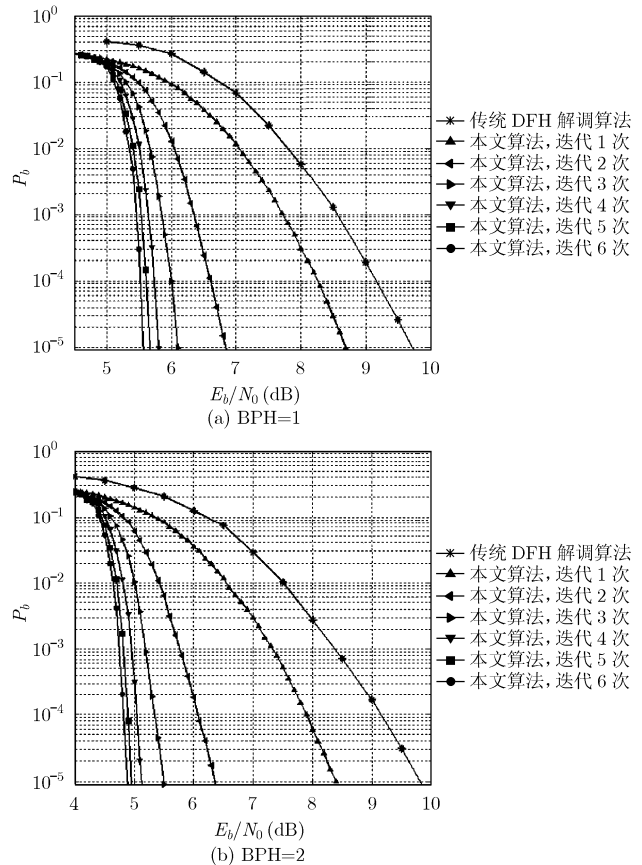


图4 串行 Turbo-DFH 性能曲线

次迭代后的性能已经非常接近,继续增加迭代次数对系统性能的改善不明显;串行迭代解调译码方案的性能明显优于传统 DFH 系统解调方案的性能。对二进制系统,经过 6 次迭代后,在误比特率为  $10^{-4}$  时,串行迭代系统的性能较传统 DFH 系统的性能有约 3.7dB 的增益,在误比特率为  $10^{-5}$  时,增益约为 4.2dB;对四进制系统,经过 6 次迭代后,在误比特率为  $10^{-4}$  时,增益约为 4.3dB,在误比特率为  $10^{-5}$  时,增益近 5dB。因为串行迭代方案采用循环迭代译码,通过软输入软输出算法实现了外译码器和 G 函数译码器之间的软信息交换,因而有效地提高了系统的误比特性能。

图 5 是本文的迭代系统与文献[6]中并行 Turbo-DFH 系统的性能比较图(BPH=1)。两种系统的仿真参数中,频率集频点个数均为 8, BPH 都为 1, 帧长均为 1600 bit。由图 5 可见,随着信噪比增大,在相同迭代次数条件下,本文迭代系统的误比特性能改善更为明显,对同为 6 次迭代译码过程,在误比特率为  $10^{-4}$  时,相对并行迭代译码结构,本文的串行迭代结构所需信噪比约小 0.4dB;在  $E_b/N_0$  为 5.9dB 时,并行结构误比特性能约为  $10^{-4}$ ,而串行结构的误比特率远小于  $10^{-5}$ 。

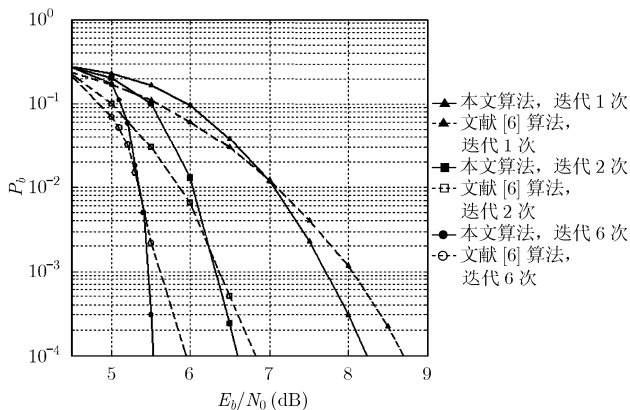


图 5 与文献[6]方案改性能比较图

并行 Turbo-DFH 系统的传输效率为 1/2,而串行结构的传输效率为其外编码器的码率,当采用仿真中的(2,1,3)卷积码,其效率也为 1/2,如采用(3,2,3)卷积码,效率为 2/3,故串行 Turbo-DFH 系统可通过采用更高码率的编码方案来提高系统的传输效率;就实现复杂度而言,两种迭代方案的主要区别在于,串行结构多一个外译码器,并行结构多一个 G 函数译码器。因为迭代译码器的复杂度主要由系统的状态数决定,所以当串行结构外码的编码状态数和 DFH 系统的频点个数相近时,如在本文和文献[6]仿真中的条件下,两种迭代结构的复杂度是相近的。而当 DFH 系统的频点个数较大时,串行结构可以选择约束长度较短的编码方案,以减小系统的复杂度,而并行结构则不然。此外,串行迭代结构中,外译码器的先验信息总为 0,计算稍有简化。并行迭代结构

要求每个用户用两个独立的 G 函数,在多用户通信时,这样的 G 函数构造具有很大难度。

由此可见,在某些方面,串行的 DFH 迭代方案较并行方案显得更为灵活。

## 5 结束语

本文针对 DFH 系统,提出了一种新的编码调制方法——串行 Turbo-DFH 编码调制和相应的串行迭代解调译码方案。该方案通过编码器与 G 函数串行级联,将频率转移过程视为一种编码,充分利用 G 函数所产生的网格关联信息,采用软输入软输出算法进行串行迭代译码,有效地改善了系统的误比特性能。

## 参考文献

- [1] David L H and Paul K L. CHESS: A new reliable high speed HF radio[C]. MILCOM'96, Washington, DC, 1996: 684-690.
- [2] David L H and Paul K L. Correlated frequency hopping: An improved approach to HF spread spectrum communications [C]. IEEE Proc of the Tactical Communications Conference, Washington, DC, 1996: 319-324.
- [3] 潘武,周世东,姚彦. 相关跳频通信系统的性能分析[J]. 电子学报, 1999, 27(11A): 102-104.  
Pan W, Zhou S D and Yao Y. Performance analysis of differential frequency hopping communication system[J]. *Acta Electronica Sinica*, 1999, 27(11A): 102-104.
- [4] 董彬虹,李少谦,陈智,彭守贵. 差分跳频信号的最佳接收机设计[J]. 电子科技大学学报. 2003, 32(5): 530-534.  
Dong B H, Li S Q, Chen Z, and Peng S G. Design of optimum for DFH signal [J]. *Journal of UEST of China*, 2003, 32(5): 530-534.
- [5] 李天昀,葛临东. 相关跳频序列的Viterbi译码算法及其纠错性能分析[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(8): 1282-1286.  
Li T Y and Ge L D. Viterbi algorithm for DFH sequence and analysis of its error-correcting performance [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(8): 1282-1286.
- [6] Pei X D, He Z W, and Kuang J M. Study on turbo-DFH technique[C]. International Conference on Communications, Circuits and Systems 2005, Hong Kong, May 27-30, 2005, Vol 1:31-34.
- [7] Hoehner P and Lodge J. "Turbo DPSK": Iterative differential PSK demodulation and channel decoding [J]. *IEEE Trans on Communications*. 1999, 47(6): 837-843.
- [8] Moqvist P and Aulin T M. Serially concatenated continuous phase modulation with iterative decoding[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(11): 1901-1915.
- [9] Kerr R. Iterative techniques for coded GMSK[C]. Proceedings of the 21st Biennial Symposium on Communications, Queen's

- University, Kingston, Ontario, Canada, June 2-5, 2002: 91-94.
- [10] Sklar B. Digital Communications-Fundamentals and Applications (Second Edition)[M]. NJ: Prentice Hall PTR, 2001: 382-386.
- [11] 刘东华. Turbo 原理与应用技术[M]. 北京:电子工业出版社, 2004: 79-84.
- Liu D H. Principles and Application of Turbo [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004: 79-84.
- [12] 潘克刚, 张邦宁, 郭道省. 基于 FFT 的星上多路 FDMA/FSK 信号解调研究[J]. 通信学报, 2006, 27(8): 82-86.
- Pan K G, Zhang B N, and Guo D S. Study on demodulating multi-channel FDMA/FSK signals on board based on FFT[J]. *Journal on Communications*, 2006, 27(8): 82-86.
- [13] Proakis J G. Digital Communications (Fourth Edition) [M]. NY: McGraw Hill, 2001: 41-47.
- 潘克刚: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为卫星通信.
- 张邦宁: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向有卫星通信、电磁场与微波技术等.