

## 基于码相扩展的 TTCM 直序扩频系统研究\*

王 京 杨 波,王跃科

(国防科技大学 机电工程与自动化学院,湖南 长沙 410073)

**摘 要** 提出了一种基于码相扩展扩频信号集上的 TTCM 直接序列扩频系统方案,通过将 Turbo 编码与扩频映射相结合,使得信号之间的最小欧氏距离增加,从而在不增加发射功率、不减小信息速率、不改变调制方式的前提下提高了系统的误码率性能。仿真结果表明,基于码相扩展的 TTCM 直序扩频系统可以比单纯直序扩频多获得 1~3dB 的编码增益,同时对载波初相估计误差和相位噪声的敏感程度并不增加。

**关键词** 直接序列扩频; Turbo 码; 码元判决; TCM

**中图分类号** :TN911.22 **文献标识码** :A

## Investigation of TTCM DS/SS System Based on Expanding Spread Spectrum Series Phase

WANG Jing, YANG Bo, WANG Yue-ke

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract** : A new TTCM direct series spread spectrum system scheme was put forward. It is based on the signal sets through expanding spread spectrum series phase. This scheme can increase the minimum Euclidean distance and improve the BER performance without any increase of the signal power, slowdown of the information speed or change of the modulation mode. The simulation results show that the proposed system can achieve 13dB coding gain more than the ordinary TCM system while increasing no sensitivity to initial phase error or the phase noise of the carrier wave.

**Key words** : DS/SS; Turbo-code; bit decision; TCM

1982 年, Ungerboeck 提出了将卷积码与调制一体化的网格编码调制(TCM)方案<sup>[1]</sup>,能够在不增加系统带宽与发射功率的前提下提高信息传输的可靠性。由通信理论可知,信号抗干扰性能主要取决于调制后信号在欧氏空间距离的大小, Ungerboeck 的思想就是通过集分和卷积编码增加调制后信号星座点之间的欧氏距离,从而提高系统性能。其后提出的 Turbo-TCM<sup>[2]</sup>、多维 TCM<sup>[3]</sup>等方案进一步提高了 TCM 的性能与应用范围。

将 Turbo 码<sup>[4]</sup>应用到 TCM 中,可以综合 Turbo 码的超强纠错能力和 TCM 的高频谱利用率。事实上, TCM 码可以看成是系统反馈卷积码和一个信号映射器构成,而 Turbo 码使用的也是两个并行的系统码分量编码器。对于一般的 TCM 系统而言,映射都是针对 PSK 和 QAM 星座图,对于其与扩频相结合应用研究较少,文献[5]研究了利用  $M$  个正交扩频信号作为扩频调制的原始信号集,然后通过加入每一个扩频序列的补码的方法将其扩展成  $2M$  个信号集后利用 TCM 提高扩频通信的抗干扰性能的方法。但单路信号采用  $2M$  个正交扩频信号集减少了系统多址能力,同时  $2M$  个正交扩频信号的相关解扩增加了接收机的复杂度。本文提出了首先通过码相位正交扩展扩频信号集,然后在此基础上映射 Turbo 编码信息,而在调制端仍采用 BPSK 方式的 TTCM(Turbo Trellis Coded Modulation)直接序列扩频系统方案,在不增加码数量和较小计算代价的基础上,显著提高了系统误码性能。

\* 收稿日期 2006-09-05  
作者简介:王京(1977-),男,博士生。

## 1 直接序列扩频 TCM 系统构造

### 1.1 基于码相的扩频序列信号集正交扩展

直扩通信系统的一般发射过程是:将传送信息与伪随机序列模 2 相加后的复合码进行调制后发射。接收端通过用一个与发射端同步的本地伪随机序列对接收信号进行解扩,所谓的码分就是通过伪随机序列来区分不同的用户。为了将纠错技术与扩频相结合,首先要将扩频码信号集进行正交扩展。伪随机序列都具有较好的自相关特性,例如  $m$  序列具有二值相关性:  $r(n) = \begin{cases} L, & m=0 \\ -1, & m \neq 0 \end{cases}$ ,因此  $m$  序列移位后将与原始  $m$  序列正交。利用这一特征,可以对单一扩频码信号集进行正交扩展。假定模 2 加扩频方式对应的信号集为  $\{PN(n), -PN(n)\}$ ,可简称为 2 相扩频系统,那么扩展为 4 相系统后的信号集为:  $\{PN(n), PN(n-N/2), -PN(n), -PN(n-N/2)\}$ ,其中  $N$  为码长,以此类推。由扩频码的自相关特性可知,基于码相的 TCM 系统不同错误信号点与正确信号点之间的欧氏距离相同。而 PSK、QAM 系统的不同信号星座点之间的距离不同,因此无法将直扩 TCM 系统的星座图与 PSK、QAM 系统的星座图直接对应。我们定义下面的直扩 TCM 系统信号星座图,将正确星座点定义在一点上,多相系统的其他错误星座点定义在同一点上,可以合理地表示直扩 TCM 系统的信号之间的关系。

如图 1 所示,若两相系统的归一化欧式距离为 2,那么直扩 TCM 系统信号间的欧氏距离会随着码相数量增加而减小,但不会小于 1。如果采用 4 相扩频,那么信号星座点的最小欧氏距离为  $\sqrt{2}$ 。8 相时为  $\sqrt{5}/2$ 。采用信号集分割的方法,子集间距离并不能增加,但是只要采用编码以后的距离的增益能够补偿多相系统造成的距离减小,就可以获得编码增益。

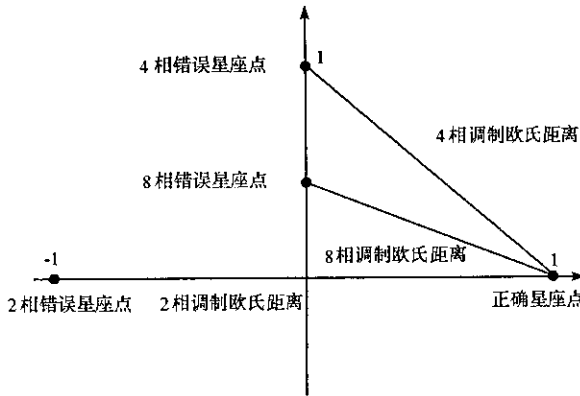


图 1 直扩 TCM 系统星座图

Fig. 1 Scatter figure of DS-TCM system

### 1.2 直扩 TCM 系统结构

直扩 TCM 系统结构如图 2 所示,在编码与译码端,系统与一般 TCM 相同,而通过编码器输出的码元会先进行扩频,扩频序列映射则基于上节提出的扩展信号集。之后采用 BPSK 调制输出。在接收端,接收信号首先经过 BPSK 解调,然后在正交扩展扩频信号集上进行相关解扩,之后再行 Turbo 译码。

码元之间的欧式距离是通过扩展扩频信号集而增加的,由于仍然采用 BPSK 调制,减小了相位计算误差以及相位噪声对系统性能的影响。

## 2 直扩 TCM 系统性能分析与仿真

### 2.1 直扩系统码元判决算法与性能分析

如果扩频码采用  $m$  序列,码长为  $N$ ,接收机接收到的中频信号为:

$$s(n) = A_k PN(n) \cos(2\pi f_c n + \phi_0) \quad (1)$$

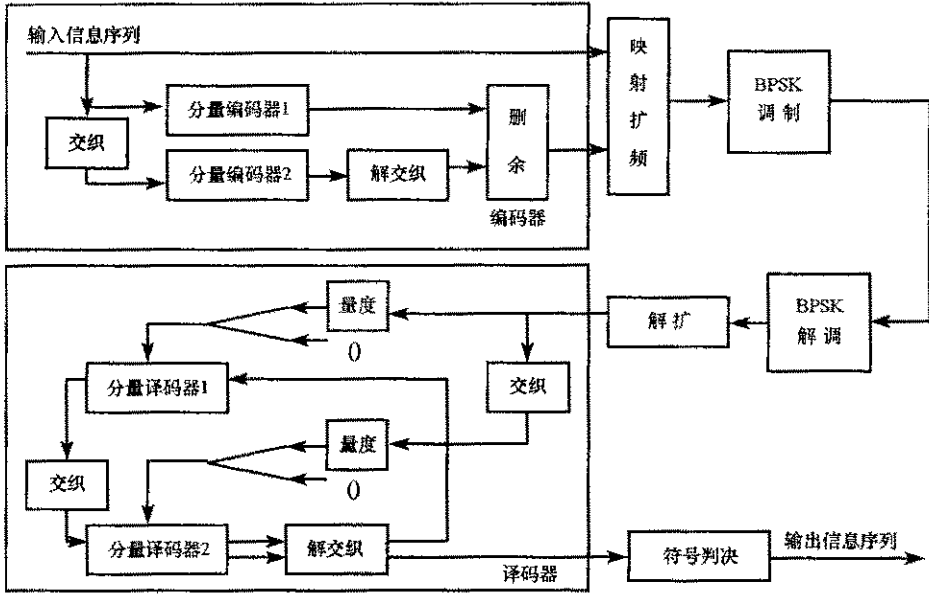


图2 直扩 TCM 系统结构图

Fig.2 Structure of DS-SS TCM system

假设接收端已准确提取出中频频率  $f_c$  则在 AWGN 信道中 经过解调后的基带接收信号为：

$$x(n) = \frac{1}{2} A_k P_N(n) e^{j\phi_0} + a(n) \tag{2}$$

其中  $A_k$  为发送信息序列  $\phi_0$  为初相偏差  $a(n)$  为均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声。若收发两端 PN 序列码元已作到精确同步 且不考虑初相偏差 则 2 相直扩系统的误码率为<sup>[6-7]</sup>：

$$P_e = Q\left(\frac{\sqrt{N}}{2\sigma}\right) \tag{3}$$

对于 4 相直扩 TCM 系统 码元判决时作如下判决假设：

$$\begin{cases} H_{00} : x(n) = PN(n) + a(n) \\ H_{01} : x(n) = PN\left(n - \frac{N}{2}\right) + a(n) \\ H_{10} : x(n) = -PN(n) + a(n) \\ H_{11} : x(n) = -PN\left(n - \frac{N}{2}\right) + a(n) \end{cases} \tag{4}$$

不考虑初相偏差 做两次相关：

$$\begin{aligned} R_k^0 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \frac{1}{2} x(n) PN(n) \right] \\ R_k^1 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \frac{1}{2} x(n) PN\left(n - \frac{N}{2}\right) \right] \end{aligned} \tag{5}$$

系统的最佳判决条件为：

$$\begin{cases} [ \text{abs}(R_k^0) > \text{abs}(R_k^1), R_k^0 > 0 ] \rightarrow H_{00} \\ [ \text{abs}(R_k^1) > \text{abs}(R_k^0), R_k^1 > 0 ] \rightarrow H_{01} \\ [ \text{abs}(R_k^1) > \text{abs}(R_k^0), R_k^1 < 0 ] \rightarrow H_{10} \\ [ \text{abs}(R_k^0) > \text{abs}(R_k^1), R_k^0 < 0 ] \rightarrow H_{11} \end{cases} \tag{6}$$

由于

$$\begin{cases} R_k^0 = \frac{N}{2} A_k + \omega(k), R_k^1 = -K + \omega(k); H_{00}, H_{11} \\ R_k^1 = \frac{N}{2} A_k + \omega(k), R_k^0 = -K + \omega(k); H_{01}, H_{10} \end{cases} \quad (7)$$

其中  $\omega(k)$  为均值为 0、方差为  $N\sigma^2$  的高斯白噪声,  $K$  为滚降  $m$  序列的插值倍数, 则误码率为:

$$\begin{aligned} P_e &= P\left[-K + 2\omega(k) > \frac{N}{2}\right] + P\left[2\omega(k) > N\right] \\ &= Q\left[\frac{\frac{N}{2} + K}{\sqrt{2N}\sigma}\right] + Q\left[\frac{\sqrt{N}}{2\sigma}\right] \approx Q\left[\frac{\sqrt{N}}{2\sqrt{2}\sigma}\right] \end{aligned} \quad (8)$$

## 2.2 直扩 TCM 系统译码算法

直扩 TCM 译码算法与二进制 Turbo 码迭代译码算法类似, 分量译码器也可以采用 MAP, log-MAP, SOVA 等算法。由于系统码元与校验码元映射成了一个信号, 因此分量译码器输出信息只能包含系统信息与外部信息。本文中采用 SOVA 算法对系统进行了仿真。

SOVA 算法<sup>[8]</sup>可以分为以下几步完成, 首先计算路径量度与量度差。在每一个时刻  $k$ , 译码器首先计算到达每一个状态  $s$  的所有路径的累积路径量度:

$$M_{k,s}^v = M_{k-1,s}^v + \Delta M_v + z_v L_0(u_k) \quad (9)$$

其中,  $v=1, 2, \dots$ , 上式前两项就是软判决译码时的量度累积, 第三项产生该路径的输入与输入的先验概率的量度。通常的 Viterbi 译码器不提供先验概率, 那么一般认为先验等概, 即  $L_0(u_k)=0$ , 因此就没有该项。

其次是更新可靠性量度, 即输出软判决值。  $k$  时刻到达状态  $s$  的所有路径的概率为:

$$P_{k,s}^v = c \cdot \exp\left(\frac{M_{k,s}^v}{2}\right) \quad (10)$$

那么选择正确路径的概率为:

$$P_k = \frac{P_{k,s}^1}{\sum_v P_{k,s}^v} \quad (11)$$

$k$  时刻状态  $s$  处路径判决的对数似然比为:

$$L_k^s = \ln \frac{P_k}{1 - P_k} = -\ln\left(\sum_v \exp\left(\frac{M_{k,s}^v - M_{k,s}^1}{2}\right)\right) \quad (12)$$

其中,  $v=2, 3, \dots$ , 这个比值就是输出的可靠性量度。然后对幸存路径上的可靠性量度按 Hagenauer 规则或 G. Battail 规则进行更新。

全部译码完毕, 幸存路径上的可靠性量度就是软输出值  $L_k^{S_m}$ 。最大似然路径上的硬判决序列如果为  $u_k$ , 那么  $u_k$  的条件对数似然比为:

$$L(u_k) = (2u_k - 1)L_k^{S_m} \quad (13)$$

最后, 由条件对数似然比值减去固有信息值(包括了系统信息与上一分量译码器输出的外信息), 得到外部信息值。

$$L_E(u_k) = L(u_k) - L_{e\oplus s}(u_k) \quad (14)$$

## 2.3 直扩 TCM 系统仿真

在实际应用中, 为减小码间干扰, 要对发射信号进行滚降成形。仿真时采用扩频码为长为 511 的  $m$  序列, 对其进行插值滚降滤波后码长  $N = 4096$ , 限幅后其幅度最大值 1, 均值约为  $\sqrt{2}/2$ , 自相关值约为  $N/2$ , 那么基带信号功率约为  $1/2$ , 此时  $\omega(k) = \sum_{n=0}^{N-1} PN(n)\alpha(n)$  就不能认为是服从  $N(0, N\sigma^2)$  的高斯白噪声。也就是说, 当  $\alpha(n)$  服从  $N(0, \sigma^2)$  时,  $\omega(k)$  近似服从  $N\left(0, \frac{N}{2}\sigma^2\right)$ , 所以 2 相系统的误码率为  $P_e \approx Q\left(\frac{\sqrt{2N}}{2\sigma^2}\right)$ ; 4 相系统的误码率应该为  $P_e \approx Q\left(\frac{\sqrt{N}}{2\sigma^2}\right)$ , 所以 2 相系统的误码率应该与 BPSK 系统性能

一致。

Turbo 分量码采用(37, 33)RSC 码, 1024 点随机交织器 [10, 11] 删余矩阵, 译码迭代次数为 10。为减少计算复杂度, 码元判决采用半软判决输出, 即幅度软判决输出, 码相位硬判决输出。这是因为要想得到码相位的软判决结果必须将接收信号与原始扩频码进行循环相关, 计算代价过大。采用半软判决处理会损失一部分译码性能, 但可以大大加快码元判决和译码速度。

仿真中所叠加的高斯白噪声的信噪比为  $-32 \sim -25$  dB, 考虑到扩频增益为  $10 \lg N = 36.1236$  dB, 则实际的  $E_s/N_0$  约为  $4 \sim 11$  dB。由图 3 可以看出, 2 相直扩系统的仿真值与 BPSK 理论性能相当。与 2 相直扩系统相比较而言, 4 相直扩 TTCM 系统在当前的仿真条件下有  $1 \sim 3$  dB 的编码增益。

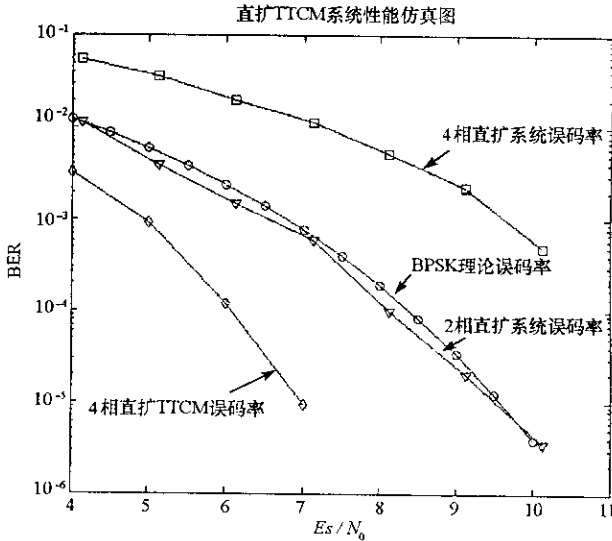


图 3 直扩 TTCM 系统性能仿真曲线  
Fig. 3 Performance of DS-TTCM system

### 3 结论

提出的直扩 TTCM 系统方案完全通过增加编码路径间的欧氏距离而带来误码率的改善, 性能分析与计算机仿真表明, 采用半软判决 SOVA 译码算法可以得到  $1 \sim 3$  dB 的增益。由于没有增加调制信号星座点, 所以系统对相位敏感性大大降低。但也可以看出, 由于扩频信号集的扩展解扩时的计算复杂度增加, 同时码相位的跟踪难度也会增加, 对于这方面的影响还需要进一步研究。

### 参考文献:

- [1] Ungerboeck G. Channel Coding With Multilevel/ Phase Signal[J]. IEEE Trans on Inform Theory, 1982, 28(1): 55-67.
- [2] Robertson P, Woerz T. Coded Modulation Scheme Employing Turbo Codes[J]. IEEE Electronics letters, 1995, 31(18): 1546-1547.
- [3] Galderbank, Sloane N. Four-dimensional Modulation with an Eight-state Trellis[J]. AT&T Technical Journal, 1985(5), 64: 1005-1017.
- [4] Berrou C, Glavieux A, Thitimajshima A. Near Shannon Limit Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes[C]//ICC '93, Geneva, Switzerland, 1993.
- [5] 李兴明, 胡健栋. TCM 正交序列扩频多址通信系统性能分析[J]. 电子学报, 1996(4): 55-59.
- [6] 宫二玲, 王跃科, 杨俊. 基于软件无线电的直接序列扩频码元判决算法[J]. 系统工程与电子技术, 2003(11): 1344-1346.
- [7] 杨波, 王跃科, 杨俊. 基于软件无线电平台的低轨道卫星扩频通信的信号捕获和跟踪[J]. 兵工学报, 2004(5): 641-645.
- [8] Hagenauer J, Hoehner P A. Viterbi Algorithm with Soft Decision Outputs and Its Application[J]. IEEE Globecom, 1989.

