

相对时延对空时/时频调制系统性能的影响

蒋慧娟¹, 沈越泓², 谭笑¹

(1. 总参第63研究所 南京 210007; 2. 解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

【摘要】在介绍空时/时频调制(ST-TFSK)系统原理的基础上, 该文推导了在接收端已知相对时延条件下的非相干ML判决度量, 讨论了在接收端未知相对时延条件下信噪比与系统误码率性能的关系, 并将其结果与时移键控(ST-FSK)系统的情形相比较。理论分析和仿真结果表明: 低信噪比弱化了相对归一时延对ST-TFSK系统可靠性的影响; ST-TFSK系统对相对归一时延的敏感性弱于ST-4FSK系统。

关键词 非相干最大似然检测器; 相对时延; 空时/时频调制; 无线通信
中图分类号 TN911.3 **文献标识码** A

Performance of ST-TFSK Systems in the Presence of Relative Delay

JIANG Hui-juan¹, SHEN Yue-hong², and TAN Xiao¹

(1. The 63rd Research Institute of PLA General Staff Headquarters Nanjing 210007;

2. Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology Nanjing 210007)

Abstract Based on the introduction of the space-time time-frequency-shift keying (ST-TFSK) systems, the paper deduces the noncoherent ML decision metric at the receiver with the knowledge of relative delay. The performance of the ST-TFSK systems in the presence of distinct normalized relative delay is discussed for the different SNRs, and the relative delay sensitivity between ST-TFSK systems and quaternary ST-FSK systems is compared. Both theoretical analysis and simulation results show that, (1) lower SNR lessens the normalized relative delay sensitivity of ST-TFSK systems; (2) the sensitivity of ST-TFSK systems is less than that of quaternary ST-FSK systems.

Key words noncoherent maximum likelihood (ML) detector; relative delay; ST-TFSK; wireless communication

空时/频移键控^[1](ST-FSK)有效地结合了空时编码^[2-4]与频移键控的优点, 具有高功率有效性、编码简单等优点。为进一步提高短波通信系统的性能, 本文把空时编码技术融入时频调制^[5-6], 提出了一种空时/时频调制(ST-TFSK)方式。它可看作是ST-FSK调制技术的推广, 它编译码简单, 在平坦、慢瑞利衰落信道条件下可采用非相干的极大似然检测器。

在实际工程中, 接收端本地载波存在的频偏、各发送天线间发送信号存在的时延、传输路径间存在的相对时延等随机因素影响了ST-TFSK调制编码技术的实用性。本文将对各发送天线间发送信号存在相对时延对系统性能的影响展开比较详细的讨论, 以期对ST-TFSK的实用提供一些理论指导。

文中出现的符号: $(\cdot)^*$ 为取共轭; $(\cdot)^T$ 为矩阵的转置; $(\cdot)^H$ 为矩阵的共轭转置; \otimes 为Kronecker积; $\|\cdot\|$ 为Frobenius范数; \mathbf{I}_M 为 $M \times M$ 的单位阵; $\text{diag}(\cdot)$ 为对

角矩阵; $\text{tr}(\cdot)$ 为迹函数; $E(\cdot)$ 为统计平均。

1 ST-TFSK系统描述

假设ST-TFSK通信系统采用 $M(M=2)$ 个发射天线和 $N(N=1)$ 个接收天线, 且工作在平坦、慢瑞利衰落信道条件下, 即在衰落周期 T 内信道条件不变, 不同周期内衰落系数相互独立。鉴于实际军用短波设备中通常采用四时四频制的时频调制, 故本文仅考虑四时四频制。其他的时频调制, 可据此类推。

信号经ST-TFSK调制的流程如图1所示。将映射的 K 进制($K=4$)符号流 k 中每 P 个分为一块, 记为矢量 $\mathbf{k}=[k_1, k_2, \dots, k_P]^T$ 。依据式(1)ST-TFSK映射规则将 \mathbf{k} 中 P 个符号映射为一个 $T \times M$ 的ST-TFSK块 \mathbf{X}_k , 即:

$$\mathbf{X}_k = \sum_{p=1}^P \mathbf{A}_p \otimes \mathbf{s}_{[k]_p} \quad (1)$$

其中 $T=4PK=16P$, $\{\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_P\}$ 中任一 $P \times M$ 的 \mathbf{A}_p 均

依据全速的广义实线性处理正交设计的空时分组编码规则^[7]而设计, 都满足 $A_p^T A_p = I_M$, $A_p^T A_{p'} = -A_p^T A_p$, $p \neq p'$. 设 f_k 为4FSK信号的等效低通离散形式, 即 $\{f_k\} f_k = [1, e^{j2\pi k/K}, \dots, e^{j2\pi k(K-1)/K}]^T$, $k \in A_K = \{0, 1, \dots, K-1\}$, 那么四时四频信号的等效低通离散形式 s_k 可表示为:

$$\left\{ \begin{aligned} s_0(n) &= \begin{cases} f_0(n) & n=0, \dots, 3 \\ f_1(n-4) & n=4, \dots, 7 \\ f_2(n-8) & n=8, \dots, 11 \\ f_3(n-12) & n=12, \dots, 15 \end{cases} \\ s_1(n) &= \begin{cases} f_1(n) & n=0, \dots, 3 \\ f_2(n-4) & n=4, \dots, 7 \\ f_3(n-8) & n=8, \dots, 11 \\ f_0(n-12) & n=12, \dots, 15 \end{cases} \\ s_2(n) &= \begin{cases} f_2(n) & n=0, \dots, 3 \\ f_3(n-4) & n=4, \dots, 7 \\ f_0(n-8) & n=8, \dots, 11 \\ f_1(n-12) & n=12, \dots, 15 \end{cases} \\ s_3(n) &= \begin{cases} f_3(n) & n=0, \dots, 3 \\ f_0(n-4) & n=4, \dots, 7 \\ f_1(n-8) & n=8, \dots, 11 \\ f_2(n-12) & n=12, \dots, 15 \end{cases} \end{aligned} \right. \quad (2)$$

不难验证, s_0 、 s_1 、 s_2 和 s_3 每两个之间的内积均满足 $\langle s_i, s_j \rangle = 4K\delta(i-j)$, $i, j=0, 1, \dots, 3$. 因此, $X_k^H X_k = T I_M$, 即证明了 X_k 的各列相互正交, 满足酉空时分组编码设计要求^[8]. 发送信号的星座图为 $A_X = \{X_k | k \in A_K^{P \times 1}\}$.

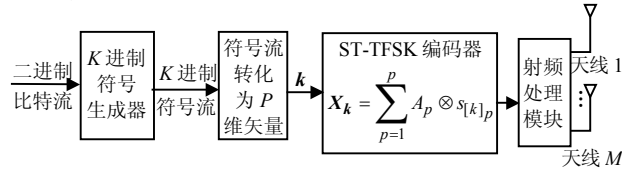


图1 ST-TFSK调制框图

为数学分析简便, 本文仅讨论等效低通信号通过等效低通信道的传输. 假设接收机具有理想的同步系统(包括载波同步、位同步、块同步等), 那么接收信号 Y 的矩阵表示为 $Y = \sqrt{\rho/M} X_k H + E$, 其中 ρ 为每个接收天线上抽样信号信噪比的数学期望值; Y 为 $T \times N$ 的接收信号矩阵; E 为 $T \times N$ 的加性噪声矩阵, 其元素为零均值、单位方差的独立同分布的复高斯随机变量; H 为 $M \times N$ 的平坦衰落信道特性矩阵, 且 $[H]_{m,n} = h_{mn}$ 为从发射天线 m 到接收天线 n 的衰落系数, 其概率密度函数服从独立的复高斯 $CM(0,1)$ 分布.

非相干最大似然(ML)检测使得接收机、发送机

不需知道信道的具体信息, 从而降低了实现的复杂度. ST-TFSK的非相干ML判决度量可以表示为:

$$\hat{k} = \arg \max_{X_k \in A_X} p(Y/X_k) = \arg \max_{X_k \in A_X} \|X_k^H Y\|^2 \quad (3)$$

2 相对时延对系统性能的影响

定义式(2)四时四频制信号 s_k 的编码矩阵为:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 \\ 1 & 2 & 3 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 1 \\ 3 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix}$$

那么 4×4 的矩阵 B 可以表示为矩阵 B_0 、 B_1 、 B_2 、 B_3 的加权和, 即 $B = \sum_{i=0}^3 B_i i$, 其中

$$B_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

因此, $4K \times 1$ 的列矢量 $s_k (k=0, 1, \dots, 3)$ 可表示为:

$$s_k = \sum_{q=0}^3 [B_q]_{\cdot, k+1} \otimes f_q$$

而式(1)中 $T \times M$ 的矩阵可表示为:

$$X_k = \sum_{p=1}^P A_p \otimes \left(\sum_{q=0}^3 [B_q]_{\cdot, [k]_p+1} \otimes f_q \right) = \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^3 \left(A_p \otimes [B_q]_{\cdot, [k]_p+1} \right) \otimes f_q \quad (4)$$

设天线 m 的发送信号 $a_m(t)$ 的等效低通表示为:

$$a_m(t) = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \sum_{i=1}^{4P} \sum_{p=1}^P [A_p]_{\cdot, [i]_4, m} g[t - (i-1)T_s - \tau_m^i] \times \exp \left\{ j2\pi \left(B_{[k]_p, [i]_4} \right) \Delta f [t - (i-1)T_s - \tau_m^i] \right\} \quad (5)$$

$$t \in [0, 4PT_s)$$

式中 T_s 为四进制FSK符号的周期, $\Delta f = 1/T_s$ 为FSK调制的相邻频率间隔; l, p 为时间索引, $p=1, 2, \dots, P$, $l=1, 2, \dots, 4P$; m 为发射天线索引, $m=1, 2, \dots, M$. $\lceil x \rceil$ 表示大于等于 x 的最小整数; $g(t)$ 为FSK的信号脉冲形状, 且当 $t \in [0, T_s)$ 时, $g(t)=1$; 当 $t \notin [0, T_s)$ 时, $g(t)=0$; τ_m^i 为天线 m 发送信号时引入的时延量. 由式(5)可得, 当 $t \in [i T_s, (i+1) T_s), i=0, 1, \dots, 4P-1$ 时:

$$a_m(t) = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \sum_{p=1}^P [A_p]_{\lfloor \frac{i+1}{4} \rfloor, m} g[t - iT_s - \tau_m] \times \exp\left\{j2\pi \left(\mathbf{B}_{[k]_{p,i+1}}\right) \Delta f [t - iT_s - \tau_m]\right\}$$

设接收端的载频与发送端理想同步, 则天线 n 的接收信号 $y_n(t)$ 的等效低通表示为:

$$y_n(t) = e^{j\theta} \sum_{m=1}^M h_{mn} a_m(t - \tau_{m,n}^c) + e_n(t) \quad (6)$$

式中 接收天线索引 $n=1,2,\dots,N$, θ 为接收端与发送端的载波相位差; $\tau_{m,n}^c$ 为发送天线 m 至接收天线 n 的传输时延。为了讨论方便, 这里未考虑同一发送天线至任一接收天线的相对传输时延对系统性能的影响, 即假设 $\tau_{m,1}^c = \tau_{m,2}^c = \dots = \tau_{m,N}^c = \tau_m^c$ 。

设接收端的抽样周期 T_{samp} 与发送端理想同步, 即 $T_s/T_{\text{samp}}=K$ 。令 $l=l' T_{\text{samp}}+t_0$, 其中 l' 为时间索引, t_0 为发射时延、传输时延等引起的时间偏移, 则接收信号的抽样序列为:

$$y_n(l' T_{\text{samp}} + t_0) = e^{j\theta} \sum_{m=1}^M h_{mn} a_m(l' T_{\text{samp}} + t_0 - \tau_m^c) + e_n(l' T_{\text{samp}} + t_0) \quad (7)$$

设接收端的符号定时与发送天线1理想同步, 即 $t_0 = \tau_1^t + \tau_1^c$, 令相对时延 $\tau_m = (\tau_m^t + \tau_m^c) - (\tau_1^t + \tau_1^c)$, 则式(7)可表示为:

$$e^{j\theta} \sqrt{\frac{\rho}{M}} \sum_{m=1}^M h_{mn} P \sum_{l=1}^4 \sum_{p=1}^P [A_p]_{\lfloor \frac{l}{4} \rfloor, m} \times g[(l' - lK + K)T_{\text{samp}} - \tau_m] \times \exp\left\{j2\pi \left(\mathbf{B}_{[k]_{p,\lfloor \frac{l}{4} \rfloor}}\right) \Delta f [(l' - lK + K)T_{\text{samp}} - \tau_m]\right\} + e_n(l' T_{\text{samp}} + t_0)$$

令相对归一时延 $\tau_m' = \tau_m/T_{\text{samp}}$ 为未知的确定量, 且 $|\tau_m'| < 1$, (因为当 $|\tau_m'| \geq 1$, 由于相对归一时延破坏了此时等效发送信号矩阵的酉特性, 造成接收符号间的码间干扰, 所以系统可靠性能差), 则当存在载波相位噪声和相对时延时, 接收信号 $y_n(t)$ 可以用矩阵表示为:

$$\mathbf{Y} = e^{j\theta} \sqrt{\rho/M} \mathbf{X}'_k \mathbf{H} + \mathbf{E} \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{X}'_k = \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^3 \left\{ \left(A_p \otimes [B_q]_{\lfloor [k]_{p+1} \rfloor} \right) \times \left[\text{diag} \left(e^{-j\frac{2\pi}{K}q\tau_1}, e^{-j\frac{2\pi}{K}q\tau_2}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{K}q\tau_M} \right) \right] \right\} \otimes \mathbf{f}_q \triangleq$$

$$\sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^3 \left[\left(A_p \otimes [B_q]_{\lfloor [k]_{p+1} \rfloor} \right) \mathbf{D}_q \right] \otimes \mathbf{f}_q$$

这里定义 $M \times M$ 的时延对角矩阵为:

$$\mathbf{D}_q \triangleq \text{diag} \left(e^{-j\frac{2\pi}{K}q\tau_1}, e^{-j\frac{2\pi}{K}q\tau_2}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{K}q\tau_M} \right) \quad q = 0, 1, \dots, 3$$

此时 \mathbf{X}'_k 亦是酉矩阵, 即 $\mathbf{X}'_k{}^H \mathbf{X}'_k = \mathbf{I}_M$ 。对接收天线 n 而言, $T \times 1$ 的接收信号向量 \mathbf{y}_n 服从零均值循环对称的复高斯分布, 其 $T \times T$ 协方差矩阵为:

$$\mathbf{A}' = E[(\mathbf{y}_n - E[\mathbf{y}_n])(\mathbf{y}_n - E[\mathbf{y}_n])^H] = E\left(\frac{\rho}{M} \mathbf{X}'_k{}^H \mathbf{H}_{\cdot n} \mathbf{H}_{\cdot n}^H \mathbf{X}'_k + e_n e_n^H\right) = \frac{\rho}{M} \mathbf{X}'_k{}^H \mathbf{X}'_k + \mathbf{I}_T$$

接收信号 \mathbf{Y} 的条件分布为:

$$p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}_k, \tau_1^t, \tau_2^t, \dots, \tau_M^t) = \frac{\exp[-\text{tr}(\mathbf{A}'^{-1} \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H)]}{\pi^N \det^N \mathbf{A}'} \quad (9)$$

采用非相干ML译码, 则:

$$\hat{\mathbf{X}}_k = \arg \max_{\mathbf{X}_k \in \mathcal{A}_X} p(\mathbf{Y} | \mathbf{X}_k, \tau_1^t, \tau_2^t, \dots, \tau_M^t) = \arg \max_{\mathbf{X}_k \in \mathcal{A}_X} \text{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{X}'_k \mathbf{X}'_k{}^H \mathbf{Y}) = \arg \max_{\mathbf{X}_k \in \mathcal{A}_X} \|\mathbf{X}'_k{}^H \mathbf{Y}\|^2 \quad (10)$$

显然, 式(10)是以接收端已知相对归一时延或对其进行了估计为前提的。若接收端未知相对归一时延亦未对其进行估计, 且接收端采用式(3)ML判决度量, 则必然恶化系统可靠性。

4 仿真结果

仿真中, 设 $M=2$, $P=2$, $N=1$, $\mathbf{A}_1=[1 \ 0; 0 \ 1]$, $\mathbf{A}_2=[0 \ 1; -1 \ 0]$, 图2分别给出了信道存在平坦、慢瑞利衰落及加性高斯白噪声条件下信噪比为0、5、10 dB时相对归一时延与系统误比特率的关系曲线; 图3给出了不同相对归一时延下信噪比与系统误比特率的关系曲线, 并对比了ST-TFSK与ST-FSK对相对时延的敏感性。从图2的结果看, 随着相对归一时延的增加, 系统的可靠性指标下降。当相对归一时延小于0.4时, 相对时延对性能的影响缓慢。图3的仿真结果也说明了这一点。因而系统设计时应尽量使相对归一时延满足小于0.4的要求。当相对归一时延未引起接收信号抽样时的错位, 即相对归一时延的绝对值小于1时, 系统误码率随着 τ_m' 增加而恶化, 最后达到一个平坦值, 尤其当 $|\tau_m'| \geq 0.9$ 时, 相对时延造成了接收符号间的码间干扰, 低信噪比时的误比特率超过了10%, 此时接收端较难恢复出发送信号。不同信噪比的取值对关系曲线的形状亦有影响。当信噪比较小, 如0 dB, 影响系统误码率性能的主要因素是加性高斯白噪声, 这时误比特率等随相对归

一时延变化缓慢,即低信噪比弱化了相对归一时延对系统可靠性的影响;当信噪比较大时,如10 dB,影响系统性能的主要因素是瑞利衰落和相对归一时延,这时误比特率等随相对归一时延的变化率明显增大。

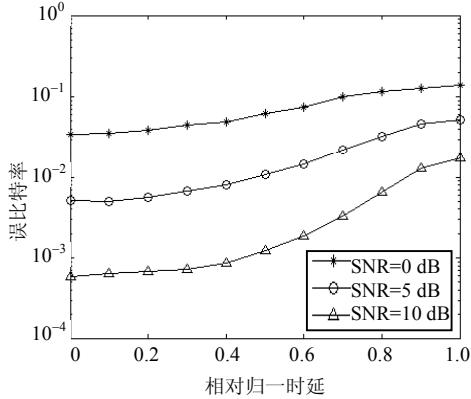


图2 不同信噪比下相对归一时延与ST-TFSK系统误比特率的关系曲线

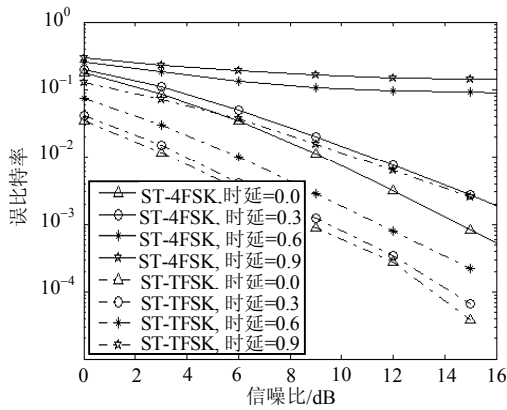


图3 不同相对归一时延时ST-TFSK系统与ST-FSK系统误比特率性能比较

图3从另一角度诠释了信噪比 ρ 、相对归一时延 τ'_m 和可靠性指标三者的关系。对于既定的 τ'_m 而言,可靠性指标随 ρ 的增加而降低。与此同时,图3还比较了ST-TFSK与ST-FSK对相对时延的敏感性,图中delay表示相对归一时延 τ'_m 。ST-FSK系统中,设进制数 $K=4, M=2, P=2, N=1, A_1=[1\ 0; 0\ 1], A_2=[0\ 1; -1\ 0]$,且ST-FSK系统比特速率是ST-TFSK的4倍。通过比较不难发现,在相等 τ'_m 、误码率下,由于时频编

码技术的采用,ST-TFSK系统优于ST-4FSK系统至少5 dB。在相等误码率下,ST-TFSK系统的相对时延敏感性较ST-4FSK系统降低了。

5 结论

在实际工程中,诸多随机因素束缚了ST-FSK系统的实用性。本文对各发送天线间发送信号存在时延对系统性能的影响进行了比较详细的讨论,研究得到的主要结论:(1)当相对归一时延的绝对值大于0.9时,低信噪比时的系统误比特率严重恶化,接收端很难恢复信息;(2)当相对归一时延的绝对值小于0.9时,相对时延对高信噪比时误码性能的影响相对较大;(3)相同相对归一时延时,ST-TFSK系统对相对归一时延的敏感性弱于ST-4FSK系统。

参考文献

- [1] GEERT L, ZHAO Wan-lun, GEORGIOS B G, et al. Space-time frequency-shift keying[J]. IEEE Trans Commun, 2004, 52(3): 346-349.
- [2] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity scheme for wireless communications[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16(10): 1451-1458.
- [3] 张贤达,保铮. 通信信号处理[M]. 北京:国防工业出版社, 2000: 529-537.
ZHANG Xian-da, BAO Zheng. Communication signal processing[M]. Beijing: Press of National Defence Industry, 2000: 529-537.
- [4] BRANKA V, JINHONG Y. Space-time coding[M]. Wang Xiao-hai et al translation. Beijing: Press of Machine Industry, 2004.07.
- [5] PROAKIS J G. Digital communications[M] 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [6] 沈琪琪,朱德生. 短波通信[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 1998.
SHEN Qi-qi, ZHU De-sheng. Shortwave communication [M]. Xi'an: Xi'an Electronic and Science University Press, 1998.
- [7] TROTH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [8] HOCHWALD B M, MARZETTA T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2000, 46(3): 543-564.

编辑 张俊