

文章编号: 1000-6893(2002) 02-0187-03

π -TFSK 时频调制信号的功率谱分析

周力, 王琪, 顾平

(南昌航空工业学院, 江西 南昌 330034)

SPECTRAL DENSITY OF π -TIME-FREQUENCY-SHIFT-KEYING SIGNAL

ZHOU Li, WANG Qi, GU Ping

(Nanchang Institute of Aeronautical Technology, Nanchang 330034, China)

摘要: 高速移动数据传输时,由高速移动而产生的衰落以及多径波的干扰,传输特性及差错率特性恶化,相移时频调制正是为了对抗衰落与多径延迟而产生。建立了 π -TFSK 时频调制的数学模型及其复数包络模型,在 π -TFSK 信号的复包络自相关函数的基础上计算了 π -TFSK 信号的功率谱密度,并对其进行了特性分析。

关键词: 时频调制; 自相关函数; 功率谱密度; 数学模型

中图分类号: V243 文献标识码: A

Abstract: The data error and transmission properties will deteriorate in a high speed mobile data transmission channel because of the signal fading and the interference of multi-channel waves. Time frequency shift keying (TFSK) modulation is presented to improve the mobile channel property. This paper presents a novel model of TFSK, π -TFSK. The mathematical model of π -TFSK signal and its auto-correlation function are presented. The spectral density of the TFSK signal has also been calculated in great detail. In comparison with the well known MSK and DPFSK models, this model exhibits a unique performance.

Key words: π -TFSK; auto-correlation function; spectral density; mathematical model

数字调制的基本方式有 ASK, FSK 和 PSK 三种。随着通信技术发展,为高效利用频带,相继出现了许多新的数字调制方式,如最小频移键控(MSK)、受控调频(TFM)、预调制高斯滤波的最小频移键控(GMSK)及 SFSK 等等。这些方式是在 FSK 或 PSK 的基础上发展起来的,统称为窄带数字调制。以 MSK 为代表的连续相位及其变形方式受多径波干扰和多普勒频移产生的波形失真影响很大,DSK 和 PSK-VP 等调制解调方式可改善由多径波干扰和多普勒频偏造成的影响,但这些方式占有的频带必须是 PSK 的 2 倍,对有效利用频率不利。而时频调制是为对抗衰落和多径延迟而提出的,通过选择合适的时频配置形式,可使时频调制解调方式具有较强的抗瑞利衰落的能力,同时还可抗多径延迟引起的码间串扰^[1]。

1 π -TFSK 信号的数学模型

时频调制是在一个或一组二进制符号持续时间内,用若干个射频脉冲来传输二进制信息序列。信息安排在这种信号的频率及其顺序上。不同信

息的信号,其时间顺序上的频率顺序编排就不同。即用不同时间位置上不同频率的编码来表示不同的信息。时频调制是在 FSK 的基础上发展起来的,是与时隙有关的 FSK,故用 TFSK 表示^[1]。

π -TFSK 信号的数学模型如下^[2]

$$y(t) = A \cos[\omega t + \phi(t)] \quad (1)$$

其中:

$$\phi(t) = \left. \begin{aligned} &U_k(3\pi/2T)t + X_{kA} \\ &(k-1)T \leq t < (k-1)T + T/2 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\phi(t) = \left. \begin{aligned} &U_k(\pi/2T)t + X_{kB} \\ &(k-1)T + T/2 \leq t < kT \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

U_k 为第 $k(k=1, 2, 3, \dots)$ 个码元数据(双极性),传输信息为“1”时, $U_k = +1$; 传输信息为“0”时, $U_k = -1$ 。 $3\pi/2T, \pi/2T$ 分别为第 k 个码元前半时隙、后半时隙的线性相移斜率。 X_{kA}, X_{kB} 分别为第 k 个码元前半时隙、后半时隙的相位特性常数,它满足以下的相位递归约束条件

$$X_{kA} = X_{(k-1)B} + (U_{k-1} - 3U_k)(k-1)\pi/2 \quad (4)$$

$$X_{kB} = X_{kA} + U_k(2k-1)\pi/2 \quad (5)$$

该模型的相位迁移曲线如图 1,粗线示出了当二进制序列为 10011 时 π -TFSK 的相位迁移。可知:一个码元内的相位迁移 $\Delta\phi$ 为 $\pm(3\pi/4 + \pi/4) = \pm\pi$,因而将这种时频调制称为 π -TFSK。

收稿日期: 2001-02-28; 修订日期: 2001-05-25

基金项目: 航空科学基金资助项目(编号: BA96420703)

江西省测控中心基金资助项目(编号 2001019)

文章网址: <http://www.hkxb.net.cn/hkxb/2002/02/0187/>

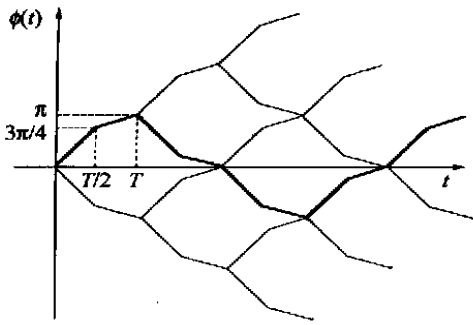


图1 π -TFSK 信号的相位迁移图
Fig.1 Phase shift of π -TFSK signal

2 π -TFSK 信号的功率谱密度推算

应用马尔科夫过程的谱分析方法^[3]对时频调制 π -TFSK 信号进行功率谱分析。首先,将信号写成复数包络形式的调制信号^[4]。已调波的复包络 $z(t)$ 可分解为 2 个相互正交的分量 $C(t)$ 和 $S(t)$, 对于数字调制波而言,复包络的状态代表调制消息的数据。第 i 状态的表示式为

$$z_i(t) = c_i(t) + js_i(t) \quad (6)$$

式中: $c_i(t)$ 和 $s_i(t)$ 分别代表 $z_i(t)$ 的 I, Q 信道分量。因此数字调制波的实时函数表示式为

$$y(t) = \text{Re}[z(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (7)$$

若 $R(\tau), G(f)$ 分别代表 $z(t)$ 的自相关和频谱函数,则

$$R(\tau) \leftrightarrow G(f), \quad R_y(\tau) \leftrightarrow Y(f) \quad (8)$$

$$Y(f) = \frac{1}{4}G(f - f_c) + \frac{1}{4}G^*(-f - f_c) \quad (9)$$

以上分析可知,从已调制的复包络信号 $z(t)$ 推出自相关函数 $R(\tau)$,经傅立叶变换计算出相应的频谱函数 $G(f)$;最后,再将 $G(f)$ 平移即可得到 π -TFSK 信号数字调制波的功率谱密度。

已知 $R(\tau)$ 的表达式如下^[4]

$$R(\tau) = \frac{T-2\tau}{4T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] + \frac{1}{4\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right], 0 \leq \tau < T/2$$

$$\dots\dots$$

$$R(\tau) = \frac{2\tau-T}{4T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] + \frac{1}{4\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right], T/2 \leq \tau < T$$

$$R(\tau) = \frac{2\tau-9T}{4T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] + \frac{1}{2\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right], 9T/2 \leq \tau < 5T$$

其中: $0 \leq \tau < 5T$, 当 $\tau > 5T$ 时, $R(\tau)$ 以周期 $4T$ 重复 $[T, 5T]$ 内的函数图形,再根据 $R(\tau)$ 的对称性,

$-\tau +$ 内 $R(\tau)$ 的表达式亦可确定。功率谱密度可由下式求出

$$P(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (10)$$

为便于计算,首先将 $R(\tau)$ 进行分解

$$R(\tau) = R_{0+r}(\tau) + R_{4T1-r}(\tau) + R_{4T2+r}(\tau) + R_{0-l}(\tau) + R_{4T1-l}(\tau) + R_{4T2-l}(\tau) \quad (11)$$

其中:下标“ r, l ”分别表示 right, left 对应于 $\tau > 0$ 与 $\tau < 0$ 时的 $R(\tau)$ 。 $R(\tau)$ 的各分量如下

$$R_{0+r}(\tau) = \frac{T-2\tau}{2T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] + \frac{1}{4\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right], 0 \leq \tau < T/2$$

$$R_{0+r}(\tau) = \frac{2\tau-T}{2T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] + \frac{1}{4\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right], T/2 \leq \tau < T$$

$$R_{4T1+r} = \frac{1}{2\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}(\tau-4nT) - \cos \frac{\pi}{2T}(\tau-4nT) \right]$$

$$T+4nT \leq \tau < 5T+4nT, n=0, 1, 2, \dots$$

$$R_{4T2+r} = \frac{3T-(2\tau-4nT)}{4T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}(\tau-4nT) + \cos \frac{\pi}{2T}(\tau-4nT) \right]$$

$$T+4nT \leq \tau < 3T/2+4nT, n=0, 1, 2, \dots$$

$$R_{4T2+r} = \frac{(2\tau-4nT)-3T}{4T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}(\tau-4nT) + \cos \frac{\pi}{2T}(\tau-4nT) \right]$$

$$3T/2+4nT \leq \tau < 2T+4nT, n=0, 1, 2, \dots$$

$$\dots\dots$$

$$R_{4T2-l}(\tau) = \frac{(2\tau-4nT)-9T}{4T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}(\tau-4nT) + \cos \frac{\pi}{2T}(\tau-4nT) \right]$$

$$9T/2+4nT \leq \tau < 5T+4nT, n=0, 1, 2, \dots$$

又由 $R(\tau)$ 的对称性可知

$$\left. \begin{aligned} R_{0-l}(\tau) &= R_{0+r}(-\tau) \\ R_{4T1-l}(\tau) &= R_{4T1+r}(-\tau) \\ R_{4T2-l}(\tau) &= R_{4T2+r}(-\tau) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

下面对 $R(\tau)$ 的各个分量分别进行傅立叶变换。

$$P_{0l}(j\omega) = P_{0+l}(j\omega) + P_{0+r}(j\omega) = \int_0^+ R_{0+r}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau + \int_0^+ R_{0+r}(\tau) \cos \omega\tau d\tau = 2 \int_0^{T/2} \left[\frac{T-2\tau}{2T} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] + \frac{1}{4\pi} \left[\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right] \cos \omega\tau \right] d\tau +$$

$$2 \int_{T/2}^T \left[\frac{2\tau - T}{4T} \left(\cos \frac{3\pi}{2T}\tau + \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right) + \frac{1}{4\pi} \left(\cos \frac{3\pi}{2T}\tau - \cos \frac{\pi}{2T}\tau \right) \cos \omega\tau \right] d\tau \quad (13)$$

用 Mathematica 软件包可求出以上积分值。同理可推出

$$P_1(j\omega) = P_{4T1}(j\omega) = P_{4T1-1}(j\omega) + P_{4T1+1}(j\omega)$$

$$P_2(j\omega) = P_{4T2}(j\omega) = P_{4T2-1}(j\omega) + P_{4T2+1}(j\omega)$$

整理以上各计算结果, 可得 $R(\tau)$ 的傅立叶变换为

$$P(j\omega) = P_0(j\omega) + P_1(j\omega) + P_2(j\omega) \quad (14)$$

当 $f > 0$ 时

$$P(f) = P_0(f) + \left\{ \frac{A_1}{2} - \frac{1}{4\pi} \right\} \delta \left\{ f - \frac{1}{4T} \right\} + \left\{ \frac{A_3}{2} - \frac{1}{4\pi} \right\} \delta \left\{ f - \frac{3}{4T} \right\} + \left\{ \frac{A_5}{2} - \frac{5}{4\pi} \right\} \cdot \delta \left\{ f - \frac{5}{4T} \right\} + \left\{ \frac{A_7}{2} - \frac{7}{4\pi} \right\} \delta \left\{ f - \frac{7}{4T} \right\} - T \left\{ A_1 - \frac{1}{2\pi} \right\} S_a \left[2\pi \left\{ f - \frac{1}{4T} \right\} T \right] - T \left\{ A_3 + \frac{1}{2\pi} \right\} \left[2\pi \left\{ f - \frac{3}{4T} \right\} T - T A_5 S_a \left[2\pi \left\{ f - \frac{5}{4T} \right\} T \right] - T A_7 S_a \left[2\pi \left\{ f - \frac{7}{4T} \right\} T \right] \right] \quad (15)$$

其中: $A_1 = A_3 = 0.1756, A_5 = A_7 = 0.0506$ 为 Mathematica 计算出并整理的功率谱系数。

3 结果分析

由式(15)可知, π -TFSK 信号的功率谱中包括离散谱和连续谱。借助计算机可画出功率谱, 如图 2 所示。 π -TFSK 功率谱与 MSK、DP2FSK 的比较(对数坐标)如图 3、图 4 所示。由于时频调制使用了多个射频脉冲来传输二进制信息, 因而, 它占据的频谱相对要宽。在 π -TFSK 中采用了相位连续要求, 这有利于功率谱滚降^[5]。因而, 即使 π -TFSK 选用了 4 个频率, 其功率谱滚降还能接近于相位不连续的频移键控(DP2FSK)(两个载频)。

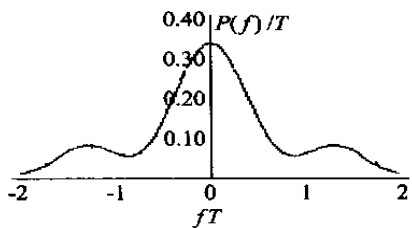


图 2 π -TFSK 信号功率谱

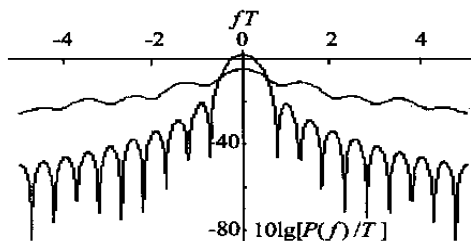


图 3 π -TFSK 与 MSK

Fig. 3 π -TFSK and MSK

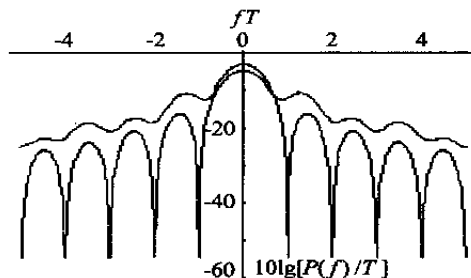


图 4 π -TFSK 与 DP2FSK

Fig. 4 π -TFSK and DP2FSK

参 考 文 献

[1] 沈振元, 聂去泉, 赵雪荷. 通信系统原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995. 263- 268.
(Shen Z Y, Nei Z O, Zhao X H. Telecommunications systems[M]. Xian: Press of Xian University of Electronic Science and Technology, 1995. 263- 268.)

[2] 周力, 陈晓旭. π -TFSK 相移时频调制信号及其数学模型[J]. 南昌航空工业学院学报, 1998, 12(3): 1- 7.
(Zhou L, Chen X X. π -TFSK time-frequency-phase-modulation signal and its modeling[J]. J of Nanchang Institute of Aeronautical technology, 1998(3): 1- 7.)

[3] 吴伯修, 沈连丰. 调频技术理论及新进展[M]. 人民邮电出版社, 1988.
(Wu X B, Shen L F. New developments on frequency-modulation theories and technology[M]. Beijing: Press of People's Telecom, 1998. 147- 164.)

[4] 周力, 陈晓旭, 闵敏. 信号复包络自相关函数的研究[J]. 南昌航空工业学院学报, 1999, 13(3): 25- 31.
(Zhou L, Chen X X, Min M. Research on the auto-correlation of π -TFSK time-frequency signal[J]. J of Nanchang Institute of Aeronautical Technology, 1999, 13(3): 25- 31.)

[5] Horikoshi J, et al. Error Performance improvement of digital transmission with π 2-TFSK in the mobile radio environment[J]. Trans IEICE, 1990(J73- B): 412- 419.

作者简介:



周 力(1953-) 1982、1986 在北京航空学院分别获学士和硕士学位。现任南昌航空工业学院电子系教授。主要研究领域: 移动通信、光纤通信。电话: 0791- 8224579

王 琪(1962-) 1982 毕业于北京航空学院。现任南昌航空工业学院电子系主任, 教授。研究领域: 机载通信、信号检测。

(责任编辑: 俞 敏)