

文章编号:1005-0523(2000)03-0047-05

## FSK 信号检测的高分辨率实现方法

邢晓异<sup>1</sup>, 仲新莉<sup>2</sup>

(1. 华东交通大学 电气信息工程学院, 江西 南昌 330013; 2. 合肥农业机械化学学校, 安徽 合肥 320000)

**摘要:**对 FSK 移频信号的采样效率和频率分辨率进行了深入研究,提出了基于欠采样率 AD 转换的移频自动闭塞信号高分辨率检测方法,并给出了系统检测装置的实现电路,同时分析了系统的实时性<sup>19</sup>。

**关键词:**FSK 移频信号; 欠采样; 频率分辨率; 实时性

**中图分类号:**TN<sup>911.6</sup> **文献标识码:**A

### 0 引言

在移频自动闭塞系统中,FSK 移频信号能量主要集中在以载频为中心的有限频率范围内,18种低频信息频率低( $26\text{Hz}$ 以内),与中心载频( $\geq 550\text{Hz}$ )相差很小,且低频频率间隔(国内移频系统三色通过信号的低频信息间隔为 $4\text{Hz}$ )很小<sup>19</sup>。因此,移频信号检测需要具有相对较高的频率分辨率或分析精度<sup>19</sup>。目前由于付里叶变换的抗干扰能力强和可实现性好,铁路移频信号检测的技术手段仍广泛应用 FFT 频率分析方法<sup>19</sup>。根据付里叶变换的性质知道,提高频率分辨率就需要相应地增加 FFT 长度,或者尽量降低 AD 转换器的采样速率<sup>19</sup>。然而,增加 FFT 长度就需要较大的数据存储量,同时,FFT 变换时间按对数规律增长,故严重影响到频谱分析过程的实时性;另一方面,降低 AD 转换速率,将会影响到 AD 采样信号的真实性和可靠性,从而会严重影响到移频自动闭塞系统的可靠性,甚至会造成严重行车事故<sup>19</sup>。在一般情况下,解决上述问题是比较困难的,但由于 FSK 移频信号具有非常明显的窄带信号特征,因而,提高移频信号检测的频率分辨率是完全可行的<sup>19</sup>。

一般来说,提高 FSK 信号检测的频率分辨率主要是采用欠采样技术<sup>[1,2]</sup>来相应地降低 AD 采样速率,以及采用正交 Hibert 采样方法和数据内插等<sup>[3,4]</sup>技术来减少 FFT 长度或存储数据量<sup>19</sup>。事实上,欠采样技术就是在降低 AD 转换速率的同时,保证采样信号的真实性和完整性,从而达到改善信号频率分辨率的目的;而正交 Hibert 采样方法的目的是为了实现单边带信号采样,从而减少信号采样的数据量,但该方法在低采样速率时的镜频抑制比较低,往往只应用于中频信号的直接数据采样<sup>[4,5]</sup><sup>19</sup>。本文将在研究 FSK 信号的基础上,提出一种欠采样率下的高分辨率检测方法,即有效降低 AD 转换速率,同时在 FFT 长度不变的情况下,能改善移频信号检测的精度和频率分辨率<sup>19</sup>。

收稿日期:2000-04-29;修订日期:2000-06-08

作者简介:邢晓异(1956-),女,吉林敦化人,华东交通大学工程师<sup>19</sup>。

## 1 FSK 信号的描述形式

假设 FSK 信号可用周期信号  $s(t)$  表示, 则描述 FSK 信号的一般数学形式为<sup>[1,2]</sup>

$$s(t) = A \cos[2\pi f(t) + \phi(t)], \quad 0 \leq t < T \quad (1)$$

式中:  $f(t)$  为键控频率;  $T$  为按键信号的周期;  $\phi(t)$  为瞬时相位<sup>[13]</sup>

根据 FSK 信号的定义, 键控频率  $f(t)$  的瞬时表达式为

$$f(t) = \begin{cases} f_0 + \Delta f = f_h; & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ f_0 - \Delta f = f_e; & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $f_0$  为 FSK 信号的中心载频;  $f_h$  和  $f_e$  分别为 FSK 信号的上下偏频频率;  $\Delta f$  为信号频偏, 它与移频器的灵敏度和键控信号的幅值成正比<sup>[13]</sup>

由式 (1)、(2) 知, 瞬时 FSK 信号中实际上是 2 个边频频率  $f_h$  和  $f_e$  的正弦信号<sup>[13]</sup>

由于 FSK 信号具有周期性, 故可展开为付里叶级数<sup>[13]</sup>不失一般性, 假设瞬时相位  $\phi(t)$  是连续的, 并令其为 0, 则有<sup>[6]</sup>

$$s(t) = \frac{2mA}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(2\pi f_0 t + 2\pi f_1 t) \begin{cases} \left| \frac{\cos(\frac{m\pi n}{2})}{m^2 - n^2} \right|; & n = \dots - 3, -1, 1, 3, 5\dots \\ \left| \frac{\sin(\frac{m\pi n}{2})}{m^2 - n^2} \right|; & n = \dots - 4, -2, 0, 2, 4\dots \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $m$  和  $n$  分别表示移频指数和相对于中心载频的谱线位置<sup>[13]</sup>

根据式 (3) 可以看出, FSK 信号中包含有中心载频  $f_0$  和键控信号频率  $f_1$  及其各次谐波频率<sup>[13]</sup>所以, 对 FSK 信号进行付里叶变换, 就能够检测出所需要的中心载频和低频信息<sup>[13]</sup>

## 2 欠采样技术原理

根据上述 FSK 信号的描述形式知道, 移频自动闭塞信号实际上是以载频  $f_0$  为中心, 两边对称分布有低频信号  $f_1$  及其各次谐波的带通信号<sup>[13]</sup>如图 1 所示<sup>[13]</sup>

图 1 中, 假设带通信号的上限频率为  $f_m$ , 下限频率为  $f_L$ , 其频带为  $B = (f_m - f_L) / 2$ ;  $F(j\omega)$  代表信号谱线值<sup>[13]</sup>通常  $f_L$  远大于  $B$  (即窄带信号), 可表示为<sup>[2]</sup>

$$f_L = d(2B) + k(2B) \quad (4)$$

式中:  $d$  是取  $f_L / 2B$  的整数;  $k$  取  $f_L / 2B$  的小数<sup>[13]</sup>

根据 Nyquist 采样定理, 当 AD 采样频率  $f_s$  以小于连续信号

中最高频率  $f_{\max}$  倍时, 采样信号的周期频率谱将相互重叠, 从而造成采样信号频率与原信号频

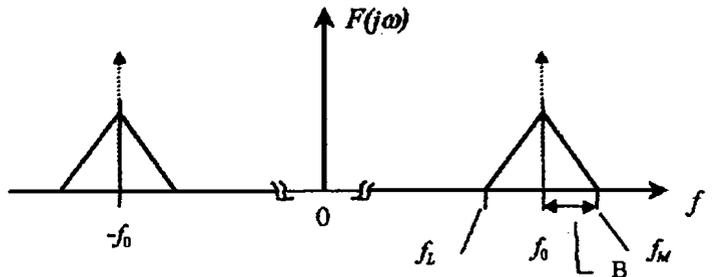


图 1 FSK 信号的窄带频谱信号分布形式

率不同,即频谱畸变或频混,所以,在一般情况下,信号检测系统 AD 转换器的采样速率要求  $f_s \geq 2f_M$ ,但对于实际自动闭塞信号而言,由于其窄带信号特征,则可以利用欠采样技术<sup>[13]</sup>所谓欠采样技术就是指低于 Nyquist 采样频率  $K$  倍的采样速率进行无失真采样的过程<sup>[13]</sup>事实上,在欠采样情况下,采样信号的付里叶变换形式可以表示为

$$F_s(j\omega) = \frac{1}{T_s} F(j\omega) \delta_s(\omega) = \frac{1}{T_s} F(j\omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega - n\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F[j(\omega - n\omega)] \quad (5)$$

式中:  $F_s(j\omega)$  为欠采样得到的信号频谱;  $\omega$  为采样角频率;  $T_s = 2\pi/\omega$  为 AD 采样周期<sup>[13]</sup>

由式(5)知,信号的采样过程实际上是原信号频谱沿频率轴的频谱搬移过程<sup>[13]</sup>很显然,要使信号不失真,则要求采样信号频谱在整个频域内不重叠,所以,欠采样频率  $f_s$  应满足如下关系

$$\left. \begin{aligned} f_L - K \frac{f_s}{2} &> 0 \\ f_M - k \frac{f_s}{2} &\leq \frac{f_s}{2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

即

$$\left. \begin{aligned} K f_s &> 2f_L \\ (k+1)f_s &\geq 2f_M \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

这样,可保证原信号频谱的下边带中的上、下限频率都不与上边带重叠,即采样信号频谱无混迭现象出现<sup>[13]</sup>所以,欠采样频率  $f_s$  需满足如下关系式

$$\frac{2f_M}{K+1} \leq f_s < \frac{2f_L}{K} \quad (8)$$

此时,原信号频谱与欠采样信号频谱的关系为

$$F(j\omega) = F_s[j(\omega - K\omega)] \quad (9)$$

上述各式中,  $K$  称之为频率偏移常数,且满足关系

$$K = 0, 1, 2, \dots, d \quad (10)$$

由式(8)可知,若检测系统的 AD 转换器以欠采样率进行抽取时,FFT 的频率分辨率可提高近  $K$  倍,在理想情况下,最低欠采样 AD 转换频率区间为

$$\frac{2f_M}{d+1} \leq f_{s,\min} < \frac{f_L}{d} \quad (11)$$

所以,欠采样情况下 FSK 信号 FFT 的最高频率分辨率比 Nyquist 抽样率时的频率分辨率高  $d$  倍<sup>[13]</sup>就京九线移频自动闭塞系统参数而言,并以最低载频 550 Hz、频偏 55 Hz 为例,  $d =$

$[f_L/(2B)] = \left[ \frac{550-55}{2 \times 55} \right] = 4$ <sup>[13]</sup>此时有

$$\frac{2 \times (550 + 55)}{4 + 1} = 242(\text{Hz}) \leq f_{s,\min} < \frac{2 \times (550 - 55)}{4} = 247.5(\text{Hz}) \quad (12)$$

假设 FFT 长度为 1 024 点,则欠采样信号的频率分辨率为

$$\frac{242}{1\,024} 0.236\,3(\text{Hz}) \leq df < \frac{247.5}{1\,024} = 0.241\,7(\text{Hz}) \quad (13)$$

FFT 的频率分辨率  $df$  小于 0.25 Hz 的系统频率分辨率要求,并比文献[6]中的频率分辨率 0.621 7 Hz 高 3 倍以上<sup>[19]</sup>事实上,如对实际 FSK 移频闭塞信号进行单边带解调<sup>[3~5]</sup>,则上述欠采样信号的频率分辨率可再提高一倍以上<sup>[13]</sup>

### 3 高分辨率检测系统实现

应用上述欠采样技术原理,我们在某实时监测系统中实现了FSK信号的高分辨率检测,该系统检测装置的具体电路原理框图如图2所示<sup>19</sup>。

由于系统对实时性的具体要求<sup>19</sup>,FFT运算可采用专用芯片TMC2310<sup>[7]</sup><sup>19</sup>。该芯片可实现1024点正向或逆向复数FFT运算,还可自动进行溢出检测和幅度归一化运算<sup>19</sup>。根据需要进行FFT运算可加窗或不加窗<sup>19</sup>。在最高时钟20MHz时,1024点FFT运算时间为512 $\mu$ s<sup>19</sup>。

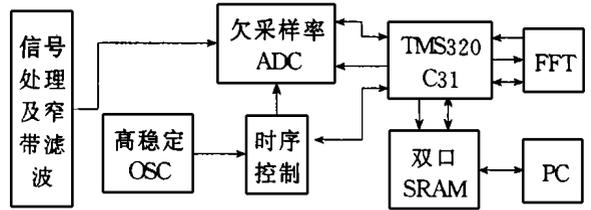


图2 实现高分辨率检测的原理框图

TMS320C31是TI公司的高速高精度通用浮点DSP芯片,其指令运算周期为60ns,浮点运算速度为33MFLOPS(时钟频率为33MHz时<sup>19</sup>根据不同的外时钟频率,可有不同的速度等级);CPU运算精度32位浮点,外寻址空间24位16M,并集成有1个DMA通道、1个双向串口和2个定时器,另有24KB片内SRAM存放指令和数据,TMS320C31可以采用流水线工作方式,实现信号高速实时处理<sup>19</sup>。其1024点FFT运算时间为3ms<sup>[7]</sup><sup>19</sup>。在满足系统实时性要求时,监测装置可由C31进行FFT运算,此时可节省TMC3210专用芯片<sup>19</sup>。除实现AD采样数据的频率分析外,DSP还必须完成外部数据存储单元的存取和命令控制、FFT运算结果所对应的各点偏移频率的校正等<sup>19</sup>。

时序控制电路部分有Altera公司的EPM7032LC44实现,其主要功能是实现欠采样率AD转换器的时序控制,以及实现各部分时钟频率的同步<sup>19</sup>。

根据图2所示,检测装置的实时性主要由AD转换器、FFT运算、频率偏移调整时间和其他的一些数据传输时间决定<sup>19</sup>。若一帧数据长度为1024点,在实际欠采样频率下,采集一帧数据需要的时间大于3.5sec。DSP的FFT运算时间 $< 3$ ms;TMC3210的FFT运算时间由只需0.514ms;AD转换器如选用AD1674,其转换时间只需8 $\mu$ s;模拟开关AD75068的切换时间也只有100ns;移相和频率偏移调整的时间每点少于10次乘法时间,即600ns<sup>19</sup>。所以,一帧数据的实际处理时间小于1s,完全能满足该系统的实时性要求,实际检测结果也证明了上述结论的正确性<sup>19</sup>。

### 4 结论

本文所提出的高分辨率检测方法,其FFT频率分辨率比现有文献中的频率分辨提高了3倍以上,如进一步采用单边带移频信号AD转换技术,则信号检测的频率分辨率再提高一倍<sup>19</sup>。文中所给出的实际应用装置中的检测电路,不仅能满足系统频率高分辨率的要求,且能完全满足系统的实时性,因而有测试精度高、实时性好等特点<sup>19</sup>。

## [ 参 考 文 献 ]

- [1] 张 权,李永晨,雷震东<sup>1</sup>FMCW 雷达信号的欠采样技术[A].北京:军事微波技术第一届全国学术会议论文集[C].1996,12:38~41.
- [2] 陈国通.数字通信原理[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1996.
- [3] R L Mitchill.Creating Complex Signal Samples from a Band-limited Real Signal[J],IEEE Trans·On AES,25(3).
- [4] 吴远斌,李景文.直接中频采样及数字相干检测的研究[J].电子学报,22(10):105~107.
- [5] 曾 涛,龙 腾,王宏波.一种准连续波雷达中频采样的新方法[J].现代雷达,21(2):94~98.
- [6] 魏学业.强干扰小信号检测的计算机仿真研究[J].铁路计算机应用,1998;(6):42~45.
- [7] 龙 腾,戴险峰,孙亚民等.基于专用芯片的高速实时 FFT 系统实现研究[J]<sup>19</sup>.北京理工大学学报,17(6):785~788.

## A High Resolution Approach for Detecting FSK Signals

XING Xiao-yi<sup>1</sup>, ZHONG Xin-li<sup>2</sup>

(<sup>1</sup>. School of Electronic and Information Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013; <sup>2</sup>. School of Hefei Agricultural Mechanization, Hefei, 230000, China)

**Abstract:** Sampling efficiency and frequency resolution of FSK signal are deeply studied, and a high resolution approach for detecting frequency-shift auto-blocking signal is put forward based on under-rate AD conversion. The diagram of this detecting system is not only illustrated, but also analyzed to its real-time property.

**Keyword:** FSK signal; under-rate sampling; frequency resolution; real-time property