

## 基于 HHT 变换的时频分析法及其在 2FSK 系统解调中的应用

毛 炜 金荣洪 李家强 耿军平 范 瑜

(上海交通大学电子工程系 上海 200030)

**摘 要** 该文用一种非平稳信号时频分析方法(HHT 变换)。该方法立足于信号本身特征,着重分析信号的瞬时频率分布,实现 2FSK 系统的解调。通过与传统解调方法的比较,论述了该方法在 2FSK 信号解调中的合理性和可行性。仿真结果给出了该方法在解调过程中的抗噪声性能,表明了该方法的有效性。

**关键词** HHT, FSK, 时频分布, 调制解调, 抗噪声性能

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)12-2318-05

## Time-Frequency Analysis Method Based on HHT and Its Application in 2FSK Demodulation Systems

Mao Wei Jin Rong-hong Li Jia-qiang Geng Jun-ping Fan Yu

(School of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

**Abstract** A time-frequency analysis method, named HHT(Hilbert-Huang Transformation), is applied to the demodulation of 2FSK systems. This method, based on the characteristics of the signal itself, is often used to analyze the instantaneous frequency distributions for non-stationary signals, and in this thesis, it is adopted to realize the demodulation of 2FSK systems. The rationality and feasibility in the process of demodulation is discussed by comparison with traditional methods. Simulation results prove the anti-noise capability and demodulation effectiveness of this new method.

**Key words** Hilbert-Huang Transformation(HHT), Frequency Shift Keying(FSK), Time-frequency distribution, Modulation and demodulation, Anti-noise performance

### 1 引言

数字调频,又称为频移键控(FSK)技术,是数字通信中一种常用的数字调制技术。2FSK是最简单的调制方式,常作为研究FSK系统的出发点。对于2FSK系统的解调,通常有相干解调和非相干解调两种方式<sup>[1]</sup>。相干解调方式直接利用接收端有关载波的频率和相位信息进行解调,抗噪声性能优于非相干解调,但由于其需要进行载波恢复而使得所需设备较复杂,在技术实现上有一定的困难。相反,非相干解调因不要求载波同步而易于实现,然而却达不到相干解调的抗噪声性能。

在噪声背景下,信号的最佳接收或最佳检测是一个传统的研究课题,近年来一些新的研究方法被相继提出。文献[2]基于相关接收器解调FSK信号能比过零探测器得到更高的信干比输出,对不同参数的相关器性能作了比较,并提出调节相关器参数能使解调器处于最佳工作状态,但在实际应用中如何调节参数尚有困难;文献[3]采用二阶网格自适应IIR滤波器解调FSK信号,但该方法中抽头系数的迭代更新在高噪声背景下是否收敛有待研究;文献[4,5]中分别提出了基于重叠FFT检测峰值法和短时离散傅里叶变换法(ST-DFT)实现对FSK信号的解调,但这两种方法都存在信号同步,时窗宽度选取等问题。

本论文将HHT变换(Hilbert-Huang Transform)<sup>[6]</sup>用于2FSK系统的解调。该方法最初由Huang等人<sup>[6]</sup>在研究处理地震波、声纳回波等非平稳信号时首先提出。HHT完全依赖于信号本身特征,是一种自适应的信号分析方法。根据该方法,任何复杂的信号都可以通过经验模式分解法(EMD)分解为若干个本征模式函数(IMF)的相加,并且在每个IMF上瞬时频率都有定义。对一个给定信噪比的2FSK接收信号(序列)进行HHT处理,能得到该信号(序列)有意义的瞬时频率分布,并结合一定的判定准则就能对接收信号的极性作出判断,这就是本论文的研究内容。论文结论将表明,HHT解调法实现简单,在高噪声背景下仍具有较优的性能,同时在处理信号同步,时窗宽度选取等问题方面较灵活。

论文第2节简要介绍HHT的处理过程;第3节扼要概述HHT方法解调2FSK信号的过程;第4节给出一个应用实例及仿真结果,并对HHT应用于FSK系统解调的优劣作一个客观的评判;第5节是总结。

### 2 HHT 变换过程

Huang等人提出的HHT变换包括两部分:(1)经验模式分解(EMD);(2)Hilbert谱分析。其中EMD是整个HHT变换的核心部分。该方法基于信号的局部时间尺度进行信号分解,相对于其他信号处理方法的重大优势在于自适应性,因此很适合对高噪声背景下的非线性、非平稳信号的分析。

EMD 分解后,任何复杂的信号序列变换为有限个简单的 IMF 之和, IMF 经 Hilbert 变换后能得到以时间为变量的瞬时频率函数, 这是分析非平稳信号的重要分析指标。

一般情况下, 一个 IMF 必须满足以下两个条件: (1)在整个数据序列中, 极值点的数量与过零点的数量必须相等, 或最多相差一个。(2)在任何时间点上, 由信号序列局部最大值定义的包络和局部极小值定义的包络, 两者的均值必须为零。

满足以上两个条件的 IMF 已被实践证明符合 Hilbert 变换的前提条件<sup>[6]</sup>。严格说来, 对于每一个 IMF, 任意时刻只存在在一个单一的振荡模式, 这与信号经傅里叶变换得到的时谱模式有很大的不同。根据傅里叶变换, 任何时域信号(满足变换条件)在某一时刻都可以表示成无穷多个频率连续分布的单一振荡模式的和, 并且每个振荡模式的基函数形式相同; 对于大多数非平稳信号, 任一时间点上可能只存在有限个单一振荡模式, 所以首先用 EMD 方法进行信号分解得到 IMF 是必须的。

EMD 分解过程大致如下:

(1) 确定信号序列中的所有局部极值点, 其中所有的局部最大值通过样条插值(一般选用三次样条)连接成为一个上包络; 同样, 用局部最小值产生下包络, 此时上下包络应将所有的数据都包含在它们中间。上下包络线的均值记为  $m_{10}$ , 而原始信号  $X(t)$  与  $m_{10}$  的差值记为分量  $h_{10}$ , 则

$$X(t) - m_{10} = h_{10} \tag{1}$$

(2) 理想情况下,  $h_{10}$  应是一个基本模式分量。然而实际上对于非平稳和非线性信号, 包络均值可能不同于真实的局部均值, 因此非对称波仍可能存在。为了使结果中进一步去除叠加波而使波形更加对称, 于是对  $h_{10}$  进行第二次过滤处理, 即

$$h_{10} - m_{11} = h_{11} \tag{2}$$

$m_{11}$  按照过程(1)的步骤得到。

(3) 把过程(2)重复  $k$  次, 直到  $h_{1k}$  是一个基本模式分量, 即

$$h_{1(k-1)} - m_{1k} = h_{1k} \tag{3}$$

为了保证基本模式分量反映物理意义上实际的幅度和频率调制, 可以采用以下的停止准则:

$$\sqrt{\sum_{i=1}^N |(h_{1(k-1)})_i - (h_{1k})_i|^2} < \varepsilon, \quad k = 1, 2, \dots \tag{4}$$

其中  $N$  为离散信号序列的总长度,  $k$  为重复次数,  $\varepsilon$  可取 0.2~0.3 之间的一个值。

当以上过程结束后, 令

$$c_1 = h_{1k} \tag{5}$$

于是,  $c_1$  就是从原始信号中得到的第一个基本模式分量。

(4) 从原始信号中分离出分量  $c_1$ , 得到

$$X(t) - c_1 = r_1 \tag{6}$$

由于  $r_1$  仍有可能含有新的 IMF, 所以将  $r_1$  视作新的数据序列, 重复以上过程(1)~(4), 得到如下结果:

$$r_1 - c_2 = r_2 \tag{7}$$

当分解过程结束后, 得到

$$X(t) = \sum_{j=1}^n c_j(t) + r_n(t) \tag{8}$$

其中  $r_n(t)$  为残余函数,  $r_n(t)$  一般为信号的平均趋势, 它或是一个常数序列, 或是一个单调序列, 或是一个仅含有一个极大或极小值的序列, 并且从该序列中不能分解出新的 IMF 分量。

从 EMD 分解过程可以看出, 为了从原始信号中得到一个 IMF, 必须经历一个筛选过程, 式(4)的准则又称为筛选停止准则。筛选过程有两个目的: 去除叠加波, 对称化波形。过程(1)~(4)表明经筛选过程分离出 IMF 分量是可行的。

将信号分解为 IMF 分量和残余函数之和后, 就很容易对每个 IMF 分量进行 Hilbert 变换, 并基于该变换计算出信号的瞬时频率。由 EMD 的分解结果式(8), 对每个 IMF 分别作 Hilbert 变换后可得:

$$X(t) = \text{Re} \sum_{i=1}^N a_i(t) e^{j\phi_i(t)} = \text{Re} \sum_{i=1}^N a_i(t) e^{j \int \omega_i(t) dt} \tag{9}$$

其中  $a_i(t)$ ,  $\phi_i(t)$  分别为第  $i$  个 IMF 分量的时变幅度和相位。残余函数  $r_n(t)$  由于通常是一个常数或是一个单调分量, 不能反映出信号的振荡模式, 因此对其不进行 Hilbert 变换处理。由式(9)可以得到:

$$\omega_i(t) = \frac{d\phi_i(t)}{dt} \quad (i = 1, 2, \dots, N, \quad N \text{ 为 IMF 分量的个数}) \tag{10}$$

至此, 经过 HHT 变换后, 非平稳信号每一个 IMF 的瞬时频率都可以用式(10)来表示。必须指出的是, 尽管式(10)的表达方式与通常用 Hilbert 变换求取信号的相位信息并将频率定义为相位的导数有相似之处, 但两者的数学意义和物理意义是完全不同的<sup>[6]</sup>。

### 3 HHT 变换解调 2FSK 系统

设信息源发出的是由二进制符号 0, 1 组成的序列, 并假定 0 符号出现的概率为  $P$ , 1 符号出现的概率为  $1-P$ , 它们彼此独立。根据频率调制的原理, 2FSK 信号波形便是 0 符号对应于载频  $f_1$ , 1 符号对应于载频  $f_2$  ( $f_1 \neq f_2$ ) 的已调波形, 而且  $f_1$  与  $f_2$  之间的改变是瞬时完成的。通常采用包络检波法或移频检波法解调 2FSK 信号, 两者简化的接收系统框图如图 1 所示。

假设带通滤波器恰好使相应的信号无失真地通过, 则其输出端的波形  $y(t)$  可以表示为

$$y(t) = \begin{cases} u_{1R}(t) + n(t), & \text{发送“1”时} \\ u_{0R}(t) + n(t), & \text{发送“0”时} \end{cases} \tag{11}$$

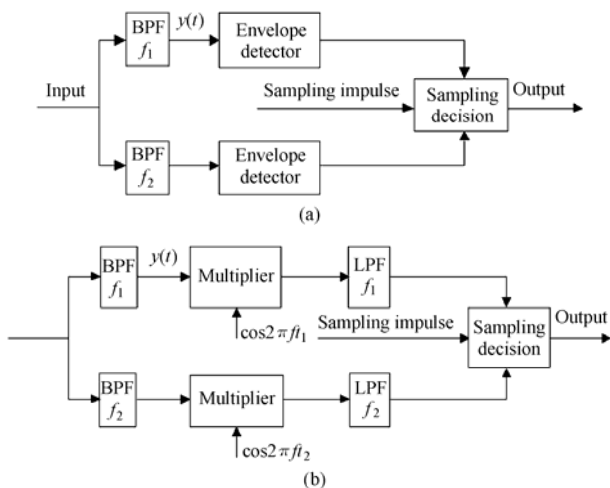


图 1 二进制移频键控信号常用的接收系统框图  
(a)非相干方式 (b)相干方式

Fig.1 Diagram of the common 2FSK signals receiving system using  
(a)noncoherent demodulation (b)coherent demodulation

其中

$$u_{1R}(t) = \begin{cases} a \cos(2\pi f_2 t + \phi_n), & 0 < t < T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$$u_{0R}(t) = \begin{cases} a \cos(2\pi f_1 t + \theta_n), & 0 < t < T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

$n(t)$  为一窄带高斯过程, 设均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$ ;  $\phi_n$  与  $\theta_n$  是随机相位。  $y(t)$  将作为接收系统中解调器的输入。 经过推导, 如果采用非相干接收系统(包络检波法)接收 2FSK 信号, 则接收系统的总误码率 BER 为

$$BER = (1/2)e^{-r/2} \tag{12}$$

如果采用相干接收系统(同步检测法)接收 2FSK 信号, 则接收系统的总误码率 BER 为

$$BER = (1/2)\text{erfc}(\sqrt{r/2}) \tag{13}$$

其中  $r$  为信噪比, 定义为  $r = a^2 / (2\sigma_n^2)$ 。

如引言所述, HHT变换主要应用于非平稳信号处理, 原因在于将一个非平稳过程表示为若干个IMF之和后再进行Hilbert变换得到时频分布图是有意义的<sup>[6]</sup>。 本论文研究对象为平稳信号, 可以借鉴HHT变换的思想, 即接收到的 2FSK 信号通过HHT变换求得信号序列的瞬时频率(IF)分布图, 在时频图上通过设置一定的门限以判断接收信号的极性。 该接收系统框图如图 2 所示。

图 2 中的核心是 HHT 数字处理模块, 其包含上文所述的 HHT 变换的两个过程。 该模块与(非)相干解调方式相比, 首先模块输入(带通滤波器输出)的调制波形长度不局限于一个码元间隔内, 而取一个连续有限长的调制波形序列(当然信

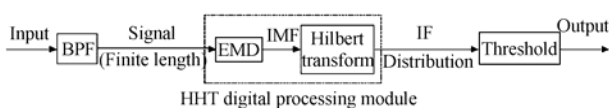


图 2 用 HHT 变换解调 2FSK 信号的接收系统框图

Fig.2 Diagram of the receiving system for 2FSK demodulation using HHT transform

号序列的长度将影响计算效率, 下文将给出分析); 其次判决门限依赖于调制波形经过 HHT 处理模块得到的瞬时频率图, 是在时频域对信号极性作出判断, 为了说明这一点, 这里给出一个例子: 设原始二进制随机序列为 1010 1010 1000 0110, 载频取 6000Hz 和 9200Hz, 在信噪比为 3dB 情况下, 接收信号(调制信号加高斯噪声)经 HHT 变换模块后可得到如图 3(a)所示的瞬时频率分布图; 作为比较, 图 3(b)给出了该接收信号直接由 Hilbert 变换后得到的瞬时频率分布。

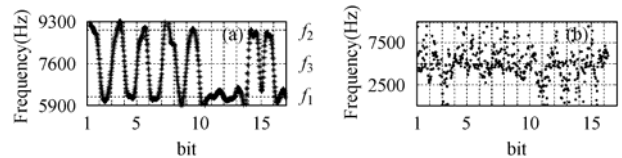


图 3 某接收信号的瞬时频率分布图

(a)经HHT变换 (b)经Hilbert变换 (其中信噪比 3dB, 载频 $f_1=6000\text{Hz}$ , 载频 $f_2=9200\text{Hz}$ , 门限判决频率 $f_3=7600\text{Hz}$ )

Fig.3 Instantaneous frequency distribution of some receiving signal after (a)HHT process (b) Hilbert transform process (SNR=3dB, carrier frequency  $f_1=6000\text{Hz}$ ,  $f_2=9200\text{Hz}$ , threshold frequency  $f_3=7600\text{Hz}$ )

由于噪声的影响, 对接收信号直接采用 Hilbert 变换可能不满足变换的前提条件, 导致由变换结果得到的频率随时间分布与实际情况不符(图 3 (b)), 因而很难根据频率分布信息判断出码元的极性; 而从图 3(a)可以看出, 接收信号经 HHT 处理后, 瞬时频率分布虽然与理想正弦波的时频分布有一定的畸变, 但若根据发送信号的主要频率分布特征, 从瞬时频率分布的变化仍能判断出某一时间间隔内传输的二进制码元极性。 如第二个时间间隔内, 瞬时频率主要集中于载频  $f_1$  附近(小于判决门限频率), 经统计可以认为该时间间隔内的传输码元为“0”, 依此可以从图 3 中判断出 16bit 接收码元依次为 1010 1010 1000 0110。 此处选用 16bit 原始序列长度仅是为了说明 HHT 方法相比传统 Hilbert 分析的优势, 而噪声的随机性未得到充分体现, 因此仅从原始序列与接收序列相同并不能真实反映接收系统的性能, 研究系统的误码率可以使用下文的蒙特卡洛仿真。 综上所述, 采用 HHT 变换解调的抗噪声性能主要取决于变换的准确性及判决门限设置的合理性。

以下简要分析解调过程中 HHT 变换算法的复杂度。 设码元序列长度为  $N$  bit, 每次 HHT 变换取  $m$  bit 码元进行处理, 由于采用正弦波载波形式, 设 1bit 码元所占据的时间间隔内对调制波采样  $p$  点, 则一次 HHT 变换的信号序列长度  $n_0 = mp$ 。 EMD 分解过程的计算复杂度由筛选过程次数和 IMF 分量个数决定。 筛选过程中, 包络提取(由极点通过样条插值获得)、筛选停止准则判别等处理过程的计算量都与信号序列的长度成正比, 因此其计算复杂度近似为  $O(k_1 n_0)$  ( $k_1 \in Z^+$ ); IMF 分量的个数决定了 EMD 分解过程的循环次数, 当某个非平稳过程可以由  $k_2$  个 IMF 进行表征时, 则整个 EMD 分解过程的复杂度为  $O(k_2 k_1 n_0) = O(k n_0)$ , ( $k \in Z^+$ )。 仿真中 Hilbert 变换采用 FFT 与 IFFT 相结合的算法, 所以其计算复杂度为  $O(n_0 \log_2(n_0))$ , 而对瞬时频率分布图统计的计算量仍与序列长度成正比。 综上所述, 完成对整

个  $N$  bit 码元的分析, 计算复杂度近似为

$$O((N/m)[n_0 \log_2(n_0) + kn_0]) = O(Np[\log_2(mp) + k]) \quad (14)$$

通常,  $k$  是一个不确定的量, 它完全由信号本身特征所决定, 但经大量仿真发现  $k \ll n_0$  (一般 EMD 分解次数小于 10), 并且不对算法复杂度产生决定性影响。从式(14)可以看出, 对于给定的码元序列长度  $N$ , 真正影响计算时间的是每次 HHT 变换的码元长度  $m$  及相应的采样点数  $p$ 。增多采样点数虽然可以提高分析精度, 但算法复杂度却大大增加, 这与前面的分析相一致。由于 FFT 与 IFFT 已经有成熟的软硬件实现方法, 因此本文的解调方法可以简单、快速地软硬件实现。

### 4 仿真实例

基于上文对 HHT 变换原理及解调 2FSK 系统的过程论述, 本节给出一个仿真实例。仿真将解决几个问题: 第一, HHT 用于平稳随机信号处理是否具有合理性。第二, HHT 变换解调相比于传统的(非)相干解调方法的优劣之处。本仿真实例, 采用键控法产生二进制数字调频, 其产生方法及波形示例见图 4。图 4 中  $f_1$  和  $f_2$  改变时, 用键控法产生的序列  $e_0(t)$  的相位改变是不连续的, 即式(11)中的  $\phi_n, \theta_n$  表现出一定的随机性, 且与  $n$  无关, 所以在仿真中对每一码元间隔内的调制波形均加入了随机相位以更贴近实际情况。图 5 给出了整个仿真流程。

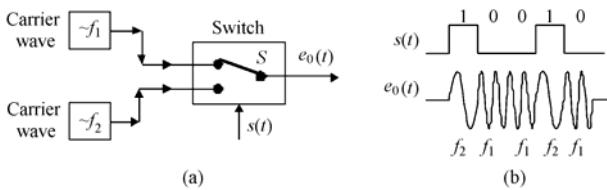


图 4 (a) 键控法产生二进制移频键控(2FSK)信号过程 (b) 及波形示例

Fig.4 (a) The process of shift keying to produce 2FSK signals (b) The waveform demonstration

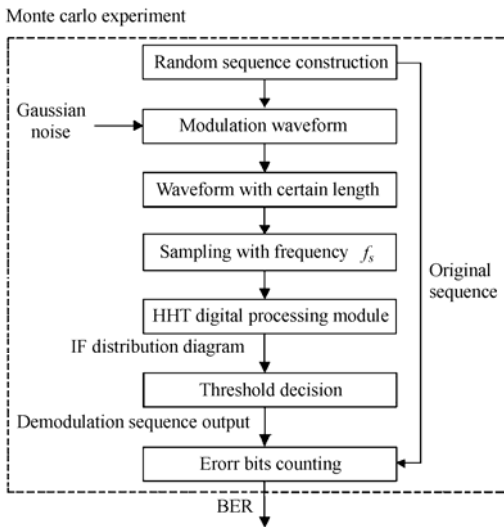


图 5 HHT 解调二进制移频键控(2FSK)信号的仿真流程图 (采用蒙特卡洛实验方法)

Fig.5 Simulation flow chart of 2FSK demodulation using HHT method (Monte Carlo experiment is adopted)

仿真过程中, 设各码元时间宽度为  $T_s$ , 在 HHT 变换过程中, 取接收信号序列(由键控法产生的调制信号加高斯噪声后形成的信号序列)的时间长度为  $NT_s$  (即连续接收  $N$  个码元调制波形)。采样频率  $f_s$  必须满足  $f_s > 2R_{\max}(\lceil f_1/R \rceil, \lceil f_2/R \rceil)$  (其中  $\lceil A \rceil$  表示  $A$  的上取整数。由于仿真是对 2FSK 信号进行解调, 所以在瞬时频率图中, 近似采用  $f_0 = (f_1 + f_2)/2$  作为判决门限频率, 判决法则如下:

$$\text{当 } f < f_0 \text{ 时, 输出信号判为“0”} \quad (15a)$$

$$\text{当 } f > f_0 \text{ 时, 输出信号判为“1”} \quad (15b)$$

整个仿真过程采用蒙特卡洛算法进行误码率计算。

仿真中取码元速率  $R=1600B$ , 载频  $f_1=6000Hz$ ,  $f_2=9200Hz$ 。采样频率的选取依每正弦波周期采样 5 点。现考察接收信号序列的时间长度为  $16T_s$ , 原始二进制序列长度为 8000bit, 信噪比  $r$  取  $-6dB \sim 12dB$  (每间隔 3dB)。经图 5 所示的整个仿真流程, 得到不同信噪比背景下系统的误码率, 并将 HHT 解调系统与(非)相干解调系统的抗噪声性能(式(12), 式(13))予以比较, 仿真结果如图 6 所示。

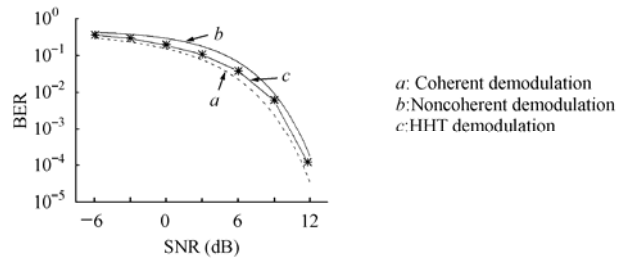


图 6 不同信噪比背景下, 相干解调(曲线 a)、非相干解调(曲线 b)、HHT 解调(曲线 c)二进制移频键控(2FSK)信号的误码率比较

Fig.6 Comparison of Bit Error Rate (BER) for 2FSK demodulation under different SNR backgrounds and using various methods (curve a: coherent, curve b: noncoherent, curve c: HHT)

仿真结果表明, HHT 可以解调 2FSK 系统, 其抗噪声性能介于非相干与相干解调系统之间。HHT 解调与非相干解调虽然都涉及到对信号波形的包络处理, 但由于非相干解调(包络检波)过程中的非线性, 有时会把有用信号扰乱成噪声, 所以抗噪声性能相对较差; 而 HHT 解调立足于信号本身的时频分布特征, 着眼于对信号瞬时频率图的分析, 所以其解调性能优于非相干解调。相干解调在理论上可视为信号与噪声的分别解调, 故其抗噪声性能较优, 但由于该解调过程中需要构造本地同步载波, 不能直接从信号本身特征出发, 实现过程比 HHT 解调系统复杂。

以上仿真中每次 HHT 变换取调制波形序列的时间长度为 16bit 码元的时间长度。事实上, 接收波形的时间长度可以任取, 这是 HHT 解调的又一个优势, 只是接收波形过长可能会降低解调效率。表 1 给出了接收波形分别为 16bit 和 32bit 码元长度时, HHT 解调系统的抗噪声性能, 相应的误码率在相同信噪比背景下非常接近。

表 1 不同变换序列长度时, HHT 解调系统的误码率比较  
Tab.1 Comparison of BER for HHT demodulation system  
when various transformed sequence length is adopted

信噪比(dB)	变换序列长度	
	16bit/次	32bit/次
-6	0.3679	0.3738
-3	0.2925	0.3047
0	0.2129	0.1953
3	0.1194	0.1094
6	0.0457	0.0391
9	0.007	0.0069
12	0.00012	0.00012

## 5 结束语

本论文提出了一种新的 2FSK 信号解调方法: HHT 变换。该方法无需考虑信号同步, 时窗宽度的选取比较自由, 文章通过仿真比较了该解调方法与传统的解调方法在抗噪声性能等方面的优劣。实践证明, 用 HHT 变换模块作为 2FSK 解调系统的核心, 不仅合理可行, 而且软硬件实现简单快速。目前, HHT 变换特别是其物理实现又有了新的理论研究进展<sup>[7]</sup>, 如何将 HHT 变换应用于其他信号调制形式的解调, 如多进制移频键控(MFSK)信号的解调是作者今后的一个研究方向。

## 参 考 文 献

- [1] 樊昌信, 张甫翎等. 通信原理.(第 5 版) 北京: 国防工业出版社, 2001, 第 6 章.
- [2] Mukund Padmanabhan, Ken Martin. Comparison of correlator configuration for FSK demodulation. IEEE International

Symposium on Circuits and Systems, May 1-3, 1990, vol.2: 1203-1206.

- [3] Shotaro Nishimura, Mvuma Aloys. A lattice-based adaptive IIR notch filter and its application to FSK demodulation. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Switzerland May 28-31, 2000: 586-589.
- [4] Xu Feng, Wang Peng, Dong Yong-gui. A real-time demodulation algorithms for FSK signals in railway tracks and its implementation. IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, Jun 29 - Jul 1, 2002, vol.2: 935-938.
- [5] Shinsuke Hara, Attapol Wannasammytha, Yuuji Tsuchida, *et al.*. A novel FSK demodulation method using short-time DFT analysis for LEO satellite communication systems. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 1997, 46(3): 625-633.
- [6] Norden E. Huang, Zheng Shen, Steven R. Long, *et al.*. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proc. R. Soc. Lond. A* (1998) 454: 903-995.
- [7] Semion Kizhner, Thomas P. Flatley, Norden E. Huang, *et al.*. on the Hilbert-Huang transform data processing system development. 2004 IEEE Aerospace Conference Proceedings, 1961-1979.

毛 炜: 男, 1980 年生, 硕士生, 从事雷达信号处理及相关算法研究工作.

金荣洪: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为天线、电磁场的数值方法、数值分析技术、阵列信号处理等.