

差分跳频信号最佳接收机设计*

董彬虹** 李少谦 陈智 彭守贵

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对差分跳频技术提出了一种 G 函数的非二进制卷积编码的等效模型,给出了差分跳频信号的最佳接收机设计方法,研究了维特比硬判决和维特比软判决两种最大似然检测算法,并对在AWGN信道下的两种最大似然检测算法的性能进行了计算机仿真。仿真结果表明,接收机采用最大似然检测算法对于改善系统的性能有明显的作用,对维特比硬判决法的实现方法进行了描述。

关键词 差分跳频; G 函数; 维特比算法

中图分类号 TN97 **文献标识码** A

Design of Optimum Receiver for DFH Signal

Dong Binhong Li Shaoqian Chen Zhi Peng Shougui

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract According to the characteristic of differential frequency hopping, this paper presents a nonbinary convolutional code equivalent model of G function and the design of optimum receiver for differential frequency hopping signal. The paper also studies two maximum-likelihood detect algorithms (Viterbi hard-decision detection algorithm and Viterbi soft-decision algorithm) and computer simulations indicate that the maximum-likelihood method can greatly improve performance of differential frequency hopping system for AWGN channel. Finally, the realization of Viterbi hard-decision detection algorithm is described.

Key words differential frequency hopping; G function; Viterbi algorithm

差分跳频技术(Differential Frequency Hopping, DFH)是近年来出现的一种新的跳频技术,与传统的跳频技术不同。传统的跳频通信系统中跳频图案是由跳频码发生器决定,而差分跳频通信系统中的跳频图案与所传输的数据相关,跳频图案由 G 函数确定,可表示为^[1,2]

$$f_N = G(f_{N-1}, X_N) \quad (1)$$

式中 G 函数为频率转移函数; f_{N-1} 为差分跳频系统上一跳的频率号; f_N 为当前跳频率号; X_N 为当前跳所携带的信息符号。

如式(1)所示,差分跳频携带信息的机制与传统跳频完全不同,因为差分跳频图案与待传输的信息相关,由于信息的不确定性,使收端无法在跳频信号解跳时已知跳频序列,而需在系统建立准确的同步后,经FFT分析得到每跳信号的频率号,利用 G 函数的反变换为

$$X_N = G^{-1}(f_{N-1}, f_N) \quad (2)$$

通过上一跳的频率号 f_{N-1} 和当前跳的频率号 f_N 的差分关系,才能解调出当前跳频率 f_N 所携带的数据信息 X_N ,从而解调出系统所发送的信息。

2003年9月2日收稿

* 国防科研基金资助项目

** 女 31岁 博士生 讲师 主要从事移动通信和扩频通信方面的研究

本文针对差分跳频信号的特点, 提出了一种G函数的非二进制卷积编码的等效模型, 给出了差分跳频信号最佳接收机的实现方法。

1 差分跳频的频率转移函数

根据式(1)G函数所描述的特点可以得到以下两点信息: 1) 差分跳频图案由跳频频率集点数 N 、起始频率和每跳待传送的数据信息 X_N 决定; 2) 差分跳频信号中前后频率具有相关性, 使解调过程具有潜在的纠错能力。

根据以上两点信息, 可以将G函数用图1所示非二进制卷积编码的模型来表示, 其中卷积编码移位寄存器的长度为 $\log_2 N$ (N 为跳频频率集点数), 当前跳的输出频率由移位寄存器的状态确定, 每跳携带的信息比特数BPH可以取1 b、2 b和4 b。

例如对一个跳频速率为5 000 跳/s的差分跳频系统, 如果不加信道纠错编码, 则对应于BPH取1 b、2 b和4 b, 系统数据传输率可以达到4.8 Kbps、9.6 Kbps和19.2 Kbps。

根据图1可以得到, 当 $N=32$, 起始频率 $f_i = f_2$, BPH=1时输入数据比特流与差分跳频图案的对应关系如表1所示。

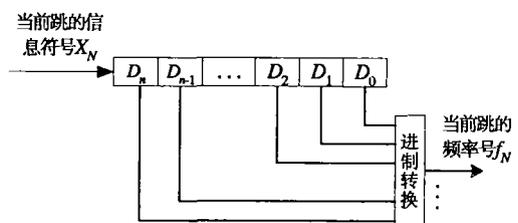


图1 G函数非二进制卷积编码等效模型

表1 $N=32, f_i=f_2, \text{BPH}=1$ 时输入数据与频率的对应关系

输入数据流	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	...
差分跳频图案	f_1	f_{16}	f_{24}	f_{12}	f_{22}	f_{27}	f_{13}	f_{22}	f_{11}	f_{21}	f_{10}	f_{21}	f_{26}	f_{13}	f_{22}	f_{27}	f_{29}	...

当 $N=64$, 起始频率 $f_i = f_2$, BPH=2时输入数据比特流与差分跳频图案的对应关系如表2所示。

表2 $N=64, f_i=f_2, \text{BPH}=2$ 时输入数据与频率的对应关系

输入数据流	01	11	10	00	01	10	01	10	01	11	00	11	11	01	10	00	00	...
差分跳频图案	f_{16}	f_{34}	f_{45}	f_{11}	f_{18}	f_{36}	f_{25}	f_{38}	f_{25}	f_{54}	f_{13}	f_{51}	f_{60}	f_{31}	f_{39}	f_9	f_2	...

由以上分析, 可得出以下几点结论:

- 1) 图案由跳频频率集点数 N 、起始频率和待传送的数据信息 X_N 决定;
- 2) 在G函数确定的条件下, 收端根据解跳后的跳频图案和式(2)可解调出所发送的数据信息;
- 3) 差分跳频信号有记忆, 即前后频率具有相关性, 收端的信号检测器可以通过最大似然序列检测算法对解跳后的差分跳频频率序列进行纠错^[3];
- 4) 输入数据流可能出现很长的连“0”码(或连“1”码), 会导致某一个跳频频率反复出现, 为了避免这种情况, 对输入数据信息应先进行加扰再进行差分编码。

2 差分跳频信号最佳接收机设计

2.1 差分跳频信号最佳接收机实现方法

根据差分跳频的原理可以将接收机划为差分跳频信号解跳器和最大似然序列检测器两部分^[3,4], 如图2所示。

例如对一个频率间隔为5 kHz, 每跳频率驻留时间为1s/5 000 跳=200 μ s的差分跳频系统, 跳频信号的解跳是在收端建立同步后, 采用窗口傅里叶变换对每跳时间内信号进行频域分析, 取能量最大的频率为当前跳的输出频率 f_N , 其性能相当于普通的 N 进制正交信号非相干检测^[3], 其原理框图如图3所示。图中, E_s 为单位符号的能量, T_s 为跳频时隙长度。



图2 差分跳频系统接收机结构

设发射信号为

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \omega t \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

经过AWGN信道后到达接收端的信号为

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(\omega t + \Phi) + n(t) \quad (4)$$

式中 Φ 为经过AWGN的相位偏移; $n(t)$ 为加性高斯白噪声。

采用包络检波法, 其判决变量为

$$U_n = \int_0^T r(t) s_{in}^*(t) dt \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

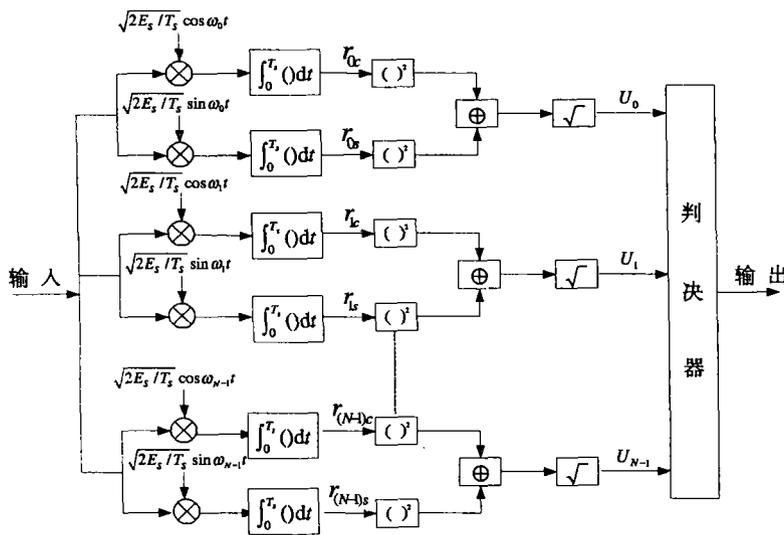


图3 非相干检测 N 元 FSK 信号的解调

式中 $s_{in}(t) = \sqrt{2E_s/T_s} e^{j\omega_n t}$ 为等效低通接收信号。解跳器根据各个判决变量的大小选择其中的最大者作为输出, 从而检测出当前跳的频率。

由于差分跳频信号有记忆, 即前后频率具有相关性, 则可以对跳频信号解跳器输出跳频频率序列进行最大似然序列检测。

2.2 性能仿真分析

最大似然序列检测算法可以采用 Viterbi 比硬判决或软判决法, 在 AWGN 信道下, 跳频速率为 5 000 跳/s, $N=64$, BPH=2, G 函数如图 1 所示, 收端最大似然序列检测采用硬判决和软判决法系统的误码率性能分别如图 4 和图 5 所示。

从图 4 可以看出, 和 N 进制 FSK 的非相干检测相比, 采用 Viterbi 硬判决检测法后可以使系统的性能更好, 并且随着 E_s/N_0 的增加, Viterbi 硬判决法的误码率下降得更快, 如果系统采用 (2, 1, 7) 的卷积编码后, 性能可以得到进一步的改善。

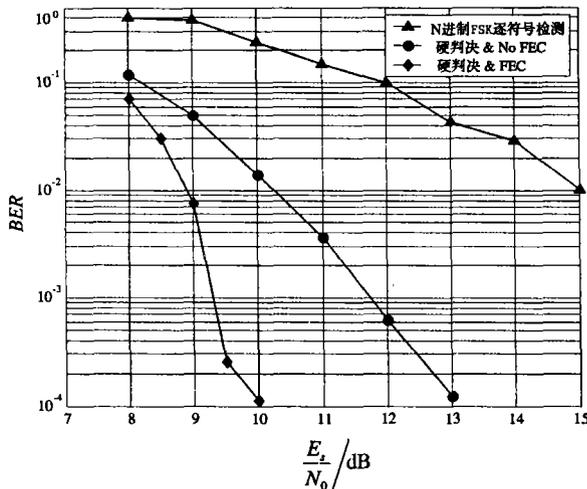


图4 AWGN信道下硬判决性能曲线

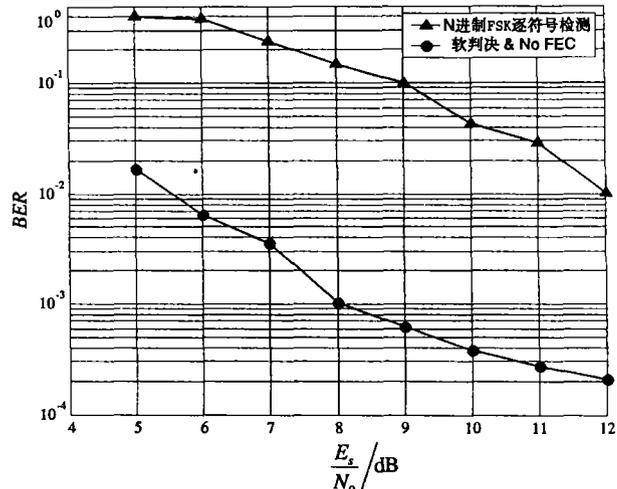


图5 AWGN信道下软判决性能曲线

从图 5 可以看出, 采用 Viterbi 软判决检测法后系统的性能同样优于 N 进制 FSK 非相干检测。而且, Viterbi 软判决检测法的效果明显优于硬判决检测法, 这是由于硬判决检测法在计算局部距离采用固定值, 在一定

程度上损失了判决信息, 而软判决检测法采用对应频点的能量大小作为度量值, 损失的判决信息较少, 因而表现出较好的性能。

2.3 硬判决实现方法

收端差分跳频频率序列的Viterbi硬判决检测法的实现步骤如下:

1) 将G函数确定的频率转移关系用网格图表示, 跳频频率为网格图中的状态, 输入是解跳器判决变量最大的频点(当前跳的频率)。

2) 计算G函数可能转移状态的局部距离LD(Local Distance), 假设上一跳的状态为 f_{N-1} , 由G函数得到当前跳的频率为 f_N , 而信号解跳器输出的频点为 f_i 。如果 $f_i = f_N$, 则从 f_{N-1} 转移到 f_N 的局部距离为0, 否则为1。如图6所示, 如果上一跳频点为 f_2 , 由它差分的频点可能为 f_1 和 f_3 , 而经过解跳器判决变量最大的频点 f_3 则由路径 f_2 差分的各个频点中, f_3 的局部距离为0, 而 f_1 的局部距离为1, 如果经解跳器输出判决变量最大的频点既不是 f_1 又不是 f_3 , 则 f_1 和 f_3 的局部距离都为1。

3) 发送跳频频率序列路径判决, Viterbi硬判决检测法将具有最小路径度量的频率序列路径判定为发送的跳频频率序列路径(因与发送的频率序列路径最为相近), 其中频率序列路径的度量等于各路径的局部距离之和。

例 设跳频频率集的跳频点数 $N=4$, 起始频率 $f_i = f_2$, BPH=1, 则每一频率差分出两条支路, 实线表示发送的数据为0, 虚线表示发送的数据为1, 发端需要发送的数据序列为(0, 0, 1, 1, 0), 根据G函数确定频率转移关系, 发送的频率序列为 $S=(f_1, f_0, f_2, f_3, f_1)$, 收端跳频信号解跳后的频率序列为 $R=(f_2, f_0, f_2, f_3, f_1)$, 可以看到解跳器的第一个频率为错误频率, 而经过对跳频信号解跳器输出的频率序列进行硬判决检测后, 可以纠正解跳器输出的错误频率。

1) 在 $t=t_0$ 时刻, 频率 f_0, f_1, f_2, f_3 的初始路径度量值 $(PM_0, PM_1, PM_2, PM_3)=(0, 0, 0, 0)$ 。如图6所示, 由初始频率 f_2 差分出来的频率为 f_1 和 f_3 , 而解跳器输出的频点为 f_2 , 则 f_1 和 f_3 的局部距离都为1, 由于频率(状态) f_0 和 f_2 还没有转入的频率序列路径, 局部距离应保持其累加路径度量值, 各频点的局部距离 $(LD_0, LD_1, LD_2, LD_3)=(0, 1, 0, 1)$, 因此 t_1 时刻后, 各频点的累积路径度量为 $(PM_0, PM_1, PM_2, PM_3)=(0, 1, 0, 1)$ 。

2) 在 $t=t_2$ 时刻, 解跳器输出频点为 f_0 , 故各频点的局部距离 $(LD_0, LD_1, LD_2, LD_3)=(0, 1, 1, 1)$, 如图7所示, t_2 时刻后, 各频点的累加路径度量为 $(PM_0, PM_1, PM_2, PM_3)=(0, 2, 1, 2)$ 。

3) 在 $t=t_3$ 时刻, 解跳器输出的频点为 f_2 , 各频点的局部距离 $(LD_0, LD_1, LD_2, LD_3)=(1, 1, 0, 1)$ 。对于 f_0 , 有从 t_2 时刻的 f_0 和 f_1 转入的两条路径, 其中从 f_0 转入累加路径度量值为1, 从 f_1 转入的累加路径度量为3, 选择较小累加路径度量值的路径, 即从 f_0 转入的路径。 f_1 、 f_2 和 f_3 的累加路径度量值同理可得为2、0和2, 因此 t_3 时刻后, 各频点的累加路径度量值为 $(PM_0, PM_1, PM_2, PM_3)=(1, 2, 0, 2)$ 。去掉中途终止的路径, 得到 t_3 时刻频率转移图如图8所示。

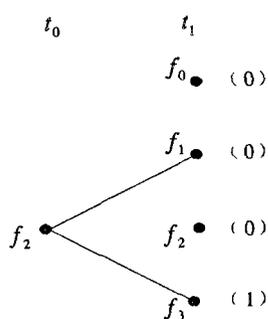


图 6 $t=t_1$ 时刻频率转移图

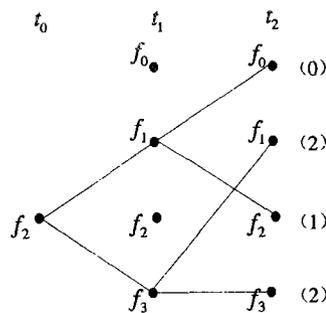


图 7 $t=t_2$ 时刻频率转移图

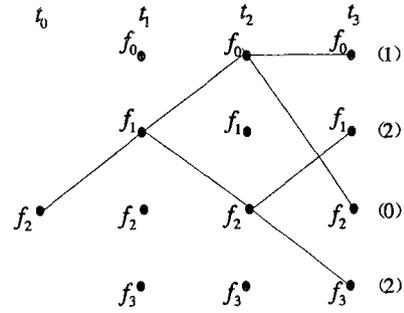


图 8 $t=t_3$ 时刻频率转移图

4) 同理可得 $t=t_4$ 和 $t=t_5$ 时刻的路径转移图及各个路径度量, 最后在 $t=t_5$, 各频点的累加路径度量值为 $(PM_0, PM_1, PM_2, PM_3)=(2, 0, 2, 1)$, $t=t_5$ 时刻的频率转移网格图如图9 所示。比较最后得到的路径度量, 最小路径度量的频点为 f_1 , 由此可以最后确定收到的整个频率序列路径 $\hat{R}=(f_1, f_0, f_2, f_3, f_1)$, 如图10所示。

可以看到经过Viterbi硬判决检测法后对解跳器输出的频率序列有纠错功能, 根据式(2)的前后跳频率的差分关系可以解调出接收的数据序列为(0, 0, 1, 1, 0)。

对于跳频频率序列的Viterbi软判决检测法, 其基本原理和硬判决检测法相同, 不同的是软判决采用的路径度量是欧氏距离, 搜索的最佳路径是具有最大路径度量的频率转移路径, 而硬判决采用的路径度量是汉明距离, 搜索的最佳路径是具有最小路径度量的频率转移路径。

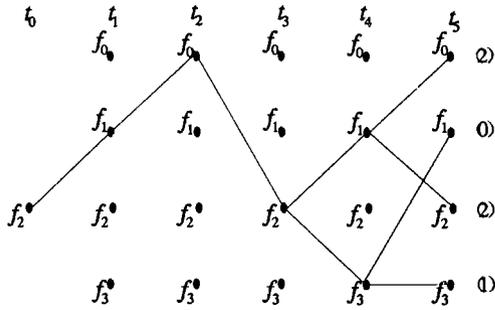


图9 $t=t_5$ 时刻频率转移图

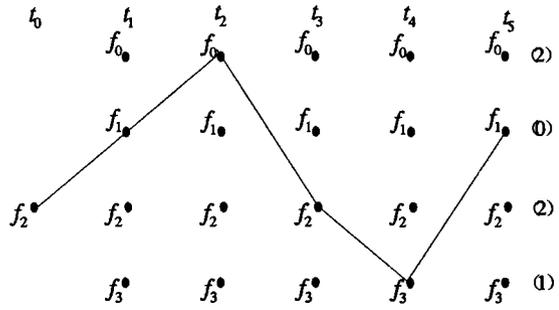


图10 最后得到的频率路径

3 结束语

差分跳频通信系统的跳频图案由跳频频率集点数、起始频率和待传送的数据信息决定, 差分跳频信号通过待传输的数据信息使前后频率具有相关性, 在接收端可以通过最大似然算法对接收到的频率序列判决。当接收端在N进制FSK非相干检测后采用Viterbi检测法可以使系统误码性能得到提高, 因为一般N进制FSK解调采用的非相干检测法是逐符号检测, 没有利用符号间的相关性, 仅仅是单个符号的最大似然检测, 而采用Viterbi检测法是充分利用符号间的相关性(相邻跳频率之间的差分关系)进行最大似然序列检测, 因而在接收端加上Viterbi检测法可以使差分跳频通信系统的误码性能得到提高, 可以用Viterbi算法来搜索跳频频率转移网格图中的最佳频率转移路径实现^[3,4], 其差别在于采用不同的方法计算路径度量, 其中硬判决采用汉明距离, 而软判决则采用欧氏距离。

参 考 文 献

[1] Herrick D L, Lee P K. Correlated frequency hopping: an improved approach to HF spread spectrum Communications[C]. Proceeding of the 1996 Tactical Communications Conference, 1996. 320-324
 [2] Herrick D L, Lee P K. CHESS: a new reliable high speed HF radio[C]. IEEE MILCOM'96, 1996. 684-690
 [3] John G P. Digital Communication(Third Edition)[M]. 北京: 电子工业出版社, 1999

编辑 徐培红

· 科研成果介绍 ·

军用高性能大功率铁氧体材料

主研人员: 兰中文 余 忠 王京梅 姬海宁 王豪才 胡荣庆

军用高性能大功率铁氧体材料采用均匀微细粉体、晶体细化、晶界高阻层形成以及高密度高性能烧结等关键技术, 获得了 3~6 μm 的均匀细小晶粒材料结构, 解决了材料在高频大功率应用中的低损耗难点。

· 渠 涌 ·