

## 差分跳频通信系统抗部分频带噪声干扰的性能分析

陈智 李少谦 董彬虹

(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:** 该文介绍了一种新型的短波跳频通信技术——差分跳频。频率转移函数设计和信号的检测方法是差分跳频中的关键技术。针对逐符号检测接收和序列检测线性合并接收两种信号检测接收方法,分别就差分跳频通信系统抗部分频带噪声干扰的性能进行了理论分析,同时做出相应的计算机仿真。结果证实,差分跳频通信技术与序列检测线性合并接收方法的相结合,使通信系统的抗部分频带噪声干扰的性能得到了比较显著的提升。

**关键词:** 差分跳频; 逐符号检测; 序列检测; 部分频带干扰

中图分类号: TN914.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)06-1324-04

## Performance Analysis of Differential Frequency Hopping System under Partial Band Noise Jamming

Chen Zhi Li Shao-qian Dong Bin-hong

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

**Abstract:** This paper presents a new HF hopping system, which is called Differential Frequency Hopping (DFH) system. The frequencies transition function and the method of signal detection are the key technologies in this system. Detection and receiving symbol by symbol, detection by sequence and linear-combining receiving are two kinds of methods of signal detection and receiving. The performance of rejecting Partial Band Noise Jamming (PBNJ) by using these two methods is analyzed respectively in theory, and the corresponding simulation results are given, all these prove that the performance of DFH system with signal detection by sequence and linear-combining receiver is much better than conventional frequency hopping system under PBNJ.

**Key words:** Differential Frequency Hopping(DFH); Symbol by symbol detection; Sequence detection; Partial band jamming

### 1 引言

自从美国Sanders公司成功推出了一种相关跳频增强型扩谱 (Correlated Hopping Enhanced Spread Spectrum, CHESS)电台以来, CHESS技术已受到广泛关注<sup>[1,2]</sup>。CHESS电台以差分跳频(DFH)作为核心技术,实现高速跳频,跳频速度高达5000跳/秒,传输速率可达19.2kbit/s。频率转移函数和信号的检测方法是在差分跳频系统中的两项关键技术,在差分跳频系统中,当前跳的频率值 $F_n$ 由上一跳的频率值 $F_{n-1}$ 和当前跳的信息符号共同来确定。可以用式(1)来表示:

$$F_n = G(F_{n-1}, X_n) \quad (1)$$

其中的 $G$ 为频率转移函数,它是影响差分跳频性能的重要因素之一。差分跳频与常规的跳频技术不同,差分跳频的频点选择是由传输的信息来控制的,差分跳频所传输的信息反映在前后两个频点的相关性上,因此信息调制和跳频地址编码是结合在一起的。文献[3-5]提出了多种频率转移

函数的设计方法,并进行了相应的性能分析。

差分跳频信号的检测方法是根据信号的时域波形特征、频域特征来判断发送的频率,然后根据频率转移函数反向得出传输的数据。信号的检测接收方法是影响差分跳频性能的另一个重要因素。如果不考虑跳频频点的前后相关性,逐符号(逐跳)进行 $M$ 元正交信号的非相干检测和判决接收,这种信号检测接收方法称为逐符号检测接收。如果针对一定长度的频率序列采用最大似然准则(或其它准最大似然准则)的方法来检测信号和判决接收,利用跳频频点的前后相关性,可以纠正一些被错误检测的频率,这种信号检测接收方法称为序列检测接收。文献[6]对差分跳频系统在AWGN条件下的性能进行了理论分析和仿真。但没有发现有文献对差分跳频系统的抗干扰性能进行分析。本文在部分频带噪声干扰条件下,对采用逐符号检测接收和序列检测线性合并接收的两种差分跳频通信系统的性能分别进行理论分析,并相应给出了计算机仿真结果,通过与常规跳频系统性能的比较,得出逐符号检测接收的差分跳频系统的性能略逊于常规的跳频系统,而序列检测线性合并接收的差分跳频系统的性能

有显著的提升。

## 2 差分跳频通信系统在部分频带噪声干扰下的性能分析

设跳频频率集中的频点数为  $N$ , 调制系数为  $f$  (每跳传输  $\log_2 f$  bit), 本文研究的部分频带噪声干扰可建模为零均值高斯随机过程, 其功率谱密度在总带宽的一部分  $\beta$  ( $0 < \beta \leq 1$ ) 上是平坦的, 其他部分为零,  $\beta$  为频带占用率。在功率谱密度不为零的范围内, 其值为  $N_J/\beta$ ,  $N_J$  为部分频带噪声干扰的等效单边功率谱密度。为了突出抗干扰性能, 简化分析过程, 在下面的分析中忽略了加性高斯白噪声的影响。跳频时隙长度为  $T$ , 符号能量为  $E_s$ , 发送符号的基带等效表示:

$$s_n(t) = \sqrt{2E_s/T} e^{j\omega_n t}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

接收信号的基带等效表示为

$$r(t) = e^{j\theta} s(t) + n_J(t) \quad (3)$$

其中  $\theta$  为随机相位, 在  $[-\pi, \pi]$  上均匀分布,  $n_J(t)$  为部分频带噪声干扰, 等效的单边功率谱密度为  $N_J$ 。定义等效的符号信干比为:  $\gamma_J = E_s/N_J$ 。 $N$  个子信道的非相干检测结果为

$$r_n = \left| \int_0^T r(t) s_n^*(t) dt \right|^2, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

### 2.1 逐符号检测接收方法

定义随机变量  $q_n$  表示当前跳上序号为  $n$  的频率的干扰状态, 其概率分布为

$$P\{q_n = 1\} = \beta, \quad P\{q_n = 0\} = 1 - \beta, \quad n = 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

被干扰的频率个数为  $\beta N$  (假设  $\beta N$  为整数), 不失一般性, 假设当前跳的频率为  $w_0$ , 因此根据当前跳的频率是否被干扰, 判决变量分布的条件概率  $p(r_{0|q_n})$  分别如下:

$$p(r_{0|0}) = \delta(r_0 - 4E_s^2) \quad (6)$$

$$p(r_{0|1}) = \frac{1}{4E_s N_J/\beta} \exp\left(-\frac{r_0 + 4E_s^2}{4E_s N_J/\beta}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{r_0}}{N_J/\beta}\right) \quad (7)$$

$r_1, \dots, r_{N-1}$  是独立同分布的, 根据对应频率是否被干扰, 判决变量分布的条件概率  $p(r_{n|q_n})$  分别如下:

$$p(r_{n|0}) = \delta(r_n), \quad n = 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

$$p(r_{n|1}) = \frac{1}{4E_s N_J/\beta} \exp\left(-\frac{r_n}{4E_s N_J/\beta}\right), \quad n = 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

频率检测错误的概率:

$$P_e = \beta P_1 + (1 - \beta) P_0 \quad (10)$$

式中  $P_1$  表示当前跳的频率  $w_0$  被干扰时的频率检测错误概率,  $P_0$  表示当前跳的频率  $w_0$  没有被干扰时的频率检测错误概率。

$$\begin{aligned} P_1 &= 1 - \int_0^\infty \left[ \int_0^{r_{0|1}} P(r_{1|1}) dr_{1|1} \right]^{\beta N - 1} \left[ \int_0^{r_{0|1}} P(r_{1|0}) dr_{1|0} \right]^{N - \beta N} \\ &\quad \cdot P(r_{0|1}) dr_{0|1} \\ &= \sum_{n=1}^{\beta N - 1} (-1)^{n+1} \binom{\beta N - 1}{n} \frac{1}{n+1} \exp\left(-\frac{n\beta\gamma_J}{n+1}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} P_0 &= 1 - \int_0^\infty \left[ \int_0^{r_{0|0}} P(r_{1|1}) dr_{1|1} \right]^{\beta N} \left[ \int_0^{r_{0|0}} P(r_{1|0}) dr_{1|0} \right]^{N - 1 - \beta N} \\ &\quad \cdot P(r_{0|0}) dr_{0|0} \\ &= 1 - [1 - \exp(-\beta\gamma_J)]^{\beta N} \end{aligned} \quad (12)$$

可以得到符号错误概率为

$$P_e \approx \frac{2(f-1)}{f} P_e \quad (13)$$

### 2.2 序列检测线性合并接收方法

采用序列检测线性合并接收的方式时, 由于涉及到各频率转移路径的互相关性, 推导准确的符号错误概率非常复杂, 因此参照推导采用信道卷积编码时的差错概率的联合边界的方法<sup>[7,8]</sup>, 首先计算首次差错事件概率的上边界为

$$P_e \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d P_2(d) \quad (14)$$

其中  $a_d$  表示与全零路径首次汇合且距离为  $d$  跳的路径的数目,  $P_2(d)$  为两条相差  $d$  跳的路径成对比较时的差错概率,  $d_{\text{free}}$  为最小自由距离。

$d_{\text{free}}$  与所采用的频率转移函数  $G$  有关, 本文采用线性的频率转移函数。对于跳频频点数为  $N$ , 调制系数为  $f$  的差分跳频通信系统。从任一频点出发经过一次频率转移后可能到达  $f$  个频点, 再从这  $f$  个频点出发可能到达  $f^2$  个频点, 依次类推, 经过  $L$  次频率转移后可能到达的频点数为  $f^L$  个。当频点数目满足  $f^L > N$  时必有至少两个频点重合, 因此频率转移路径间的最小自由距离能够达到的最大值为  $[\lg N / \lg f]$  ( $[\cdot]$  表示不大于括号内数值的整数)。例如  $N = 64$ ,  $f = 4$  时, 最小自由距离所能达到的最大值为 3。它表示, 从一个频率出发的频率序列, 最多经过 4 步后, 总能找到两条路径相交于同一个频点。不失一般性, 假设发送的是全零路径, 如果采用使最小距离取得最大值的频率转移函数, 当错误路径与全零路径的距离大于或等于最小自由距离  $d_{\text{free}}$  时, 每一次状态转移都有且仅有  $f-1$  条路径与全零路径汇合, 即  $a_d = f-1$ ,  $d \geq d_{\text{free}}$ 。因此, 首次差错事件概率的上边界为

$$P_e \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} (f-1) P_2(d) \quad (15)$$

可以参照多信道正交信号传输性能分析方法来推导路径成对比较的错误概率  $P_2(d)$ <sup>[7,9,10]</sup>, 相当于对  $d$  个信道上的信号采用非相干的平方律检测和合并。在频率转移路径  $m$  上的第  $l$  个跳上的非相干检测样值为

$$\begin{aligned} \tilde{r}_{m,l} &= \left| \int_{lT}^{(l+1)T} r(t) s_{n(m,l)}^*(t) dt \right|^2, \quad m = 0, 1, \dots, f-1, \\ & \quad l = 0, 1, \dots, d-1 \end{aligned} \quad (16)$$

其中  $n(m, l)$  表示转移路径  $m$  上的第  $l$  跳的频率序号。

在转移路径上对各跳的非相干检测样值进行合并接收的方法有多种, 本文采用线性合并接收的方法, 接收机模型如图 1 所示。图中线性合并后的判决变量为

$$U_m = \sum_{l=0}^{d-1} \tilde{r}_{m,l} \quad (17)$$

式中  $U_0$  表示转移路径 0(正确转移路径)的判决变量,  $U_1, \dots, U_{f-1}$  表示转移路径  $1, \dots, f-1$ (错误转移路径)的判决变量。

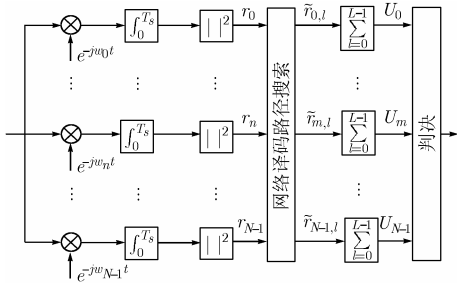


图 1 按序列检测线性合并接收机模型

可以得出路径成对比较时的差错概率为

$$P_2(d) = P(U_1 > U_0) \quad (18)$$

定义随机变量  $q(m, l)$  表示转移路径  $m$  的第  $l$  跳上的频率的干扰状态, 其概率分布为

$$P\{q(m, l) = 1\} = \beta, \quad P\{q(m, l) = 0\} = 1 - \beta \quad (19)$$

可以得到  $\tilde{r}_{m,l}$  的特征函数为

$$\Phi_{\tilde{r}_{0,l}|q(0,l)=0}(iv) = \exp(iv4E_s^2) \quad (20)$$

$$\Phi_{\tilde{r}_{0,l}|q(0,l)=1}(iv) = \frac{1}{1 - iv4E_s N_J/\beta} \exp\left(\frac{iv4E_s^2}{1 - iv4E_s N_J/\beta}\right) \quad (21)$$

$$\Phi_{\tilde{r}_{1,l}|q(1,l)=0}(iv) = 1 \quad (22)$$

$$\Phi_{\tilde{r}_{1,l}|q(1,l)=1}(iv) = \frac{1}{1 - iv4E_s N_J/\beta} \quad (23)$$

定义  $j_n = \sum_{l=0}^{d-1} q(n, l)$ , 将逐跳的非相干检测样值合并

得到路径判决变量的特征函数为

$$\Phi_{u_{n,j_n}}(iv) = \left[\Phi_{\tilde{r}_{n,m(n,l),0}}(iv)\right]^{d-j_n} \left[\Phi_{\tilde{r}_{n,m(n,l),1}}(iv)\right]^{j_n} \quad (24)$$

将特征函数反变换得到路径判决变量的概率密度函数为

$$\begin{aligned} p(u_{0,j_0}) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-ivu_{0,j_0}) [\exp(iv4E_s^2)]^{d-j_0} \\ &\quad \cdot \left[ \frac{1}{1 - iv4E_s N_J/\beta} \exp\left(\frac{iv4E_s^2}{1 - iv4E_s N_J/\beta}\right) \right]^{j_0} dv \\ &= \frac{1}{4E_s N_J/\beta} \left(\frac{u_{0,j_0}}{4dE_s^2}\right)^{(j_0-1)/2} \exp\left(-\frac{u_{0,j_0} + 4dE_s^2}{4E_s N_J/\beta}\right) \\ &\quad \cdot I_{j_0-1}\left(\frac{\sqrt{du_{0,j_0}}}{N_J/\beta}\right), \quad j_0 > 0 \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} p(u_{1,j_1}) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-ivu_{1,j_1}) \frac{1}{(1 - iv4E_s N_J/\beta)^{j_1}} dv \\ &= \frac{1}{(4E_s N_J/\beta)^{j_1} (j_1 - 1)!} u_{1,j_1}^{(j_1-1)} \\ &\quad \cdot \exp\left[-\frac{u_{1,j_1}}{4E_s N_J/\beta}\right], \quad j_1 > 0 \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} P(U_{1,j_1} > U_{0,j_0}) &= 1 - \int_0^{\infty} \int_0^{u_{0,j_0}} p(u_{1,j_1}) du_{1,j_1} p(u_{0,j_0}) du_{0,j_0} \\ &= \int_0^{\infty} \left(\frac{v}{\gamma'}\right)^{(j_0-1)/2} \exp(-\gamma' - 2v) I_{j_0-1}(2\sqrt{\gamma'v}) \\ &\quad \cdot \sum_{k=0}^{j_1-1} \frac{v^k}{k!} dv, \quad j_1 > 0, \quad j_0 > 0 \end{aligned} \quad (27)$$

特殊地,  $P(U_{1,0} > U_{0,j_0}) = 0$ ,  $P(U_{1,j_1} > U_{0,0}) = \exp(-\gamma') \cdot \sum_{k=0}^{j_1-1} \frac{\gamma'^k}{k!}$ ; 式中,  $v = \frac{u_{0,j_0}}{4E_s N_J/\beta}$ ,  $\gamma' = \frac{dE_s}{N_J/\beta} = d\beta\gamma$ 。

式(27)通过数值积分可以非常容易计算出结果:

$$\begin{aligned} P_2(d) = P(U_1 > U_0) &= \sum_{j_1=1}^d \sum_{j_0=0}^d \binom{d}{j_1} \binom{d}{j_0} \beta^{j_1+j_0} (1-\beta)^{2(d-j_1-j_0)} \\ &\quad \cdot P(U_{1,j_1} > U_{0,j_0}) \end{aligned} \quad (28)$$

式(15)中需要对无穷项求和, 计算难度较大, 因此考虑进行一定的近似简化。其中的  $P_2(d)$  随  $d$  的增大迅速减小, 可以设定一个路径距离门限  $d_{\text{cut}}$ , 当超过此门限后的路径成对错误概率小于最小自由距离的路径成对错误概率的  $1/100$ , 因此可以忽略路径超过路径距离门限  $d_{\text{cut}}$  的错误路径对误符号性能的影响。于是, 为了简化处理, 首错事件概率的上界简化为

$$P_e \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{d_{\text{cut}}} (f-1)P_2(d) \quad (29)$$

式中的  $d_{\text{cut}}$  是路径距离门限, 它是与等效符号信干比  $\gamma_J$  和最小自由距离  $d_{\text{free}}$  相关的, 可以得到误符号率的上界

$$P_s = P_e \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{d_{\text{cut}}} (f-1)P_2(d) \quad (30)$$

### 3 数值分析及仿真结果

为了验证理论分析的正确性, 我们进行了通信链路仿真, 对采用不同跳频及信号检测方法时的误符号性能进行了直观的比较。常规跳频通信系统, 逐符号检测接收的差分跳频通信系统, 序列检测线性合并接收的差分跳频通信系统均采用如下相同的仿真条件: 跳频频率集中的频率数  $N = 64$ , 调制系数  $f = 4$ , 跳频速率为 5000 跳/秒, 传输速率 20kbit/s。干扰模型为最坏的部分频带噪声干扰, 即在确定的干扰功率的条件下, 针对 3 种跳频系统分别选用  $\beta$  值, 使对应的跳频系统的误符号率最高。使用序列检测线性合并接收的差分跳频通信系统采用图 1 所示的接收机模型, 接收判决变量同式(17)所定义。数值分析和仿真结果如图 2 所示(图例中: FH 表示常规跳频, SBS-DFH 表示逐符号检测接收

的差分跳频, SDLC-DFH 表示序列检测线性合并接收的差分跳频):

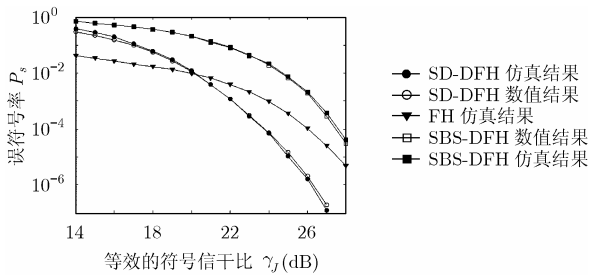


图2 不同跳频及接收方式之性能比较

从图2可以看出,采用逐符号检测接收的差分跳频通信系统性能的理论分析和仿真结果比较吻合。对于采用逐符号检测接收的差分跳频通信系统来说,其误符号性能要比常规跳频差一些,当误符号率接近 $10^{-3}$ 时,性能差别达2.5 dB。这种性能差别主要源于两方面的原因,一是因为差分跳频通信要对整个跳频频带内的所有跳频频点( $N$ 个)进行非相干检测,而常规跳频通信系统只需要对当前所使用的调制频点进行非相干检测( $M$ 个), $N > M$ ,所以在相同的等效符号信干比条件下逐符号检测接收的差分跳频通信系统的误符号率要更高;二是因为差分跳频系统中传输符号之间的相关性,一个频率检测的错误结果对相邻符号的解调都有影响,这会带来误码扩散,使得逐符号检测接收的差分跳频通信系统的误符号率有所增加。

从图2还可以看出,当等效符号信干比大于20.4 dB时,序列检测线性合并接收的差分跳频通信系统的误符号性能较常规跳频通信系统更加优越,随着等效符号信干比的增加,这种优越性越来越明显,当误符号率接近 $10^{-4}$ 时,性能的增益可达约2.5 dB。这是因为差分跳频将跳频地址编码与信息调制结合了起来,通过增加调制域的冗余度,使得跳频频率间具有了特定的相关性,而序列检测线性合并接收方法正好利用了这种相关性来进行频率序列的检测,能够纠正一定比例频率误判,起到了以频带换取信干比的作用。但是,当等效符号信干比小于20.4 dB时,序列检测线性合并接收的差分跳频通信系统的误符号性能较常规跳频通信系统差,这是由于在很低的信干比条件下,差分编码和序列检测使系统性能反而恶化。同时,从图2还可以看出,序列检测线性合并接收的差分跳频通信系统误符号性能的理论分析界和仿真结果比较吻合,证明了式(29)中简化处理的合理性,当等效符号信干比较大时,理论分析界略大于仿真结果,这是因为在式(29)中,引起差错概率 $P_e$ 的事件不是独立的。而当等效符号信干比较小时,理论分析界略小于仿真结果,

这是因为信干比较小时,距离大于 $d_{cut}$ 的错误路径对差错概率仍有一定程度的影响,不过这种影响产生的性能偏差还是比较小,可以忽略。

#### 4 结束语

差分跳频技术把跳频、信息调制、地址编码三者有机地结合起来,为高速短波数据传输提供了一种新的方法。根据差分跳频技术的特点,采用序列检测线性合并接收的信号检测接收方法,在部分频带噪声干扰条件下具备比常规跳频更加优越的性能,可以降低对信道纠错编码增益的要求。

#### 参考文献

- [1] Herrick D L and Lee P K, CHES: A new reliable high speed HF radio[C]. IEEE MILCOM'96, McLean Virginia, 1996: 684-690.
- [2] Herrick D L and Lee P K. Correlated frequency hopping: An improved approach to HF spread spectrum communications[C]. IEEE Proc. of the Tactical Communications Conference 1996, Washington, DC, 1996: 319-324.
- [3] 杨裕亮,何遵文,匡镜明.差分跳频系统的转移函数研究[J].通信学报,2002,23(4):103-108.
- [4] 姚富强,刘忠英.短波高速跳频CHES电台G函数算法研究[J].电子学报,2001,29(5):664-667.
- [5] 刘忠英,姚富强.短波CHES跳频系统的性能分析[J].解放军理工大学学报,2000,1(5):35-39.
- [6] 潘武,周世东,姚彦.差分跳频通信系统性能分析[J].电子学报,1999,27(11A):102-104.
- [7] Proakis J G. Digital Communications. New York, McGraw-Hill, 2001: 485-489, 709-715.
- [8] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, and Levitt B K. Spread Spectrum Communications Handbook, McGraw-Hill, 2002: 546-567.
- [9] Teh K C, Kot A C, and Li K H. Partial-band jamming rejection of FFH/BFSK with product combining receiver over a Rayleigh fading channel. IEEE Commun. Lett., 1997, 1(5): 64-66.
- [10] Han Y and Teh K C. Error probabilities and performance comparisons of various FFH/MFSK receivers with multitone jamming. IEEE Trans. on Commun., 2005, 53(5): 769-772.

陈智:男,1974年生,博士生,研究方向为无线通信、移动通信。

李少谦:男,1957年生,教授,博士生导师,研究方向为无线通信、移动通信。

董彬虹:女,1972年生,讲师,研究方向为无线通信、移动通信。