文章编号:1001 - 893X(2012)05 - 0689 - 05

一种基于信道信息修正的解码后合并算法*

谢斯俊,徐以涛,陈浩楠

(解放军理工大学 通信工程学院,南京 210007)

摘 要:远距离短波通信过程复杂,接收信号相位、幅度都发生剧烈变化。为提高远距离短波通信性能,采用本土多台站构成宏分集,结合最大比合并方法性能最优和解码后合并方法实现简单的优点,对两种方法进行折衷,提出了一种基于信道信息修正的解码后合并方法,并对其性能进行理论分析和仿真实现。仿真结果表明,在误码率为10^{-4}时,修正后的解码后合并法比传统择多判决的方法提高了2 dB,当接收台站数大于5时,该修正算法性能优于等增益法接近最大比法。该方法易于实现,为实际通信中合并方法的选择提供了有效参考。

关键词:短波通信;宏分集;分布式接收;信道信息;解码后合并

中图分类号:TN929.5 **文献标志码**:A doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2012.05.017

A Modified Combining-after-Decoding Algorithm Based on Channel State Information

XIE Si-jun, XU Yi-tao, CHEN Hao-nan

(Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: The process of long - distance HF communication is complex, and the received signal's amplitude and phase change dramatically. To improve the performance of long - distance HF communication, the local stations are used to form macro diversity. The method of maximum ratio combining has optimal performance and the method of combining after decoding is simple. Compromising the advantages between the two methods, the modified combining - after - decoding scheme based on channel state information (CSI) is proposed. Performance analysis and simulation show that, the modified method increases 2 dB while the PER is 10^{-4}, and when the numbers of the received station are larger than 5, the performance of modified method is better than that of equal - gain scheme, and close to that of the maximal ratio scheme. This modified method is easy to implement and provides an effective reference for choosing combining scheme in the actual communication.

Key words: HF communications; macro diversity; distributed receiving; channel state information; combining - after - decoding

1 引 言

当前短波通信仍然是不可或缺的远程通信基本手段。短波通信信道是典型的时变信道,传播过程中具有空间路径损耗、多径衰落,远距离短波通信情况更为复杂[1]。

为保证远距离短波通信的通信质量,改善系统性能的一种方式就是使用本土内多个独立台站构成宏分集[2],各台站接收信号,将其发送到处理中心,中心再根据合并后的数据作出决策。参照这种广域多台站分布式接收模型,常见的合并方法有最大比合并、等增益合并以及选择分集合并。采用最大比

* 收稿日期:2011 - 10 - 31;修回日期:2012 - 02 - 17

法和选择法需要精确估计各路信道的信道能量,采用等增益法在各支路达到均衡的情况下接近于最大比法,但当各支路非均衡时效果还不如选择法,并且这 3 种合并方法传输到中心台站的数据传输量大,处理中心台站压力大,虽然理论上性能最优却不利于工程实现。当前分布式决策[3]受到广泛关注,各个台站对接收信号进行解码后直接合并,无需传输信道信息且计算复杂性小,系统安全性能高,但这种方法虽然工程实现简单却无法获得最优的性能。

对以上两种方法进行折衷,将解码后的信号与各路信道信息联系起来,对解码后信号的合并权值进行修正。理论分析和仿真实验表明,该方法性能优于选择法和等增益法,接近于最大比值法,且工程上也易于实现,尤其适用于远距离的短波通信环境。

2 系统模型

短波波长较长,架设多天线对空间要求高,不经济,并且不能克服远距离短波通信中出现的接收"盲区"[4],因此采用多台站分布式接收模型(如图 1 所示),构建分布式台站网络,各台站通过光纤互联,将接收信号传至中心台站处理。

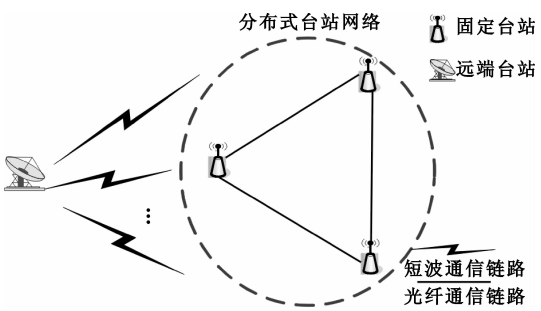

图 1 分布式短波通信系统模型

Fig.1 Distributed HF communication system model

为简单仿真分析,采用瑞利信道来代替短波信道。瑞利信道冲激响应 $h(t)$可以看成是一个复高斯的随机过程:

$$h(t)=x(t)+\mathrm{j}y(t) \tag{1}$$

其中,$x(t)$和 $y(t)$均服从高斯分布,假设 $x(t)$和 $y(t)$的采样值为 x 和 y,即有 $x\sim N(0,\sigma^2)$、$y\sim N(0,\sigma^2)$。其包络值 R 服从以 δ^2 为方差的瑞利分布,相位 φ 服从[0,2π]内的均匀分布:

$$f_R(r)=\frac{r}{2\sigma^2}\exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right),r>0 \tag{2}$$

$$f_\varphi=\frac{1}{2\pi},0\leqslant\varphi\leqslant2\pi \tag{3}$$

分别定义 $L\times1$ 维矢量:

$$\begin{cases}\boldsymbol{R}=[r_1,r_2,\cdots,r_L]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{H}=[h_1,h_2,\cdots,h_L]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{N}=[n_1,n_2,\cdots,n_L]^{\mathrm{T}}\end{cases} \tag{4}$$

其中,$[\cdot]^{\mathrm{T}}$ 表示转置,$\boldsymbol{R}$ 为 L 条支路的接收信号,$\boldsymbol{N}$ 为 L 个独立的高斯噪声,发送信号为 $\boldsymbol{s}$,则有

$$\boldsymbol{R}=\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{N} \tag{5}$$

3 短波通信中几种分集合并方法

短波通信中常见的空间分集合并方式[5-7]有 3 种,即选择分集合并(SC)、最大比合并(MRC)和等增益合并(EGC)。

3.1 选择分集合并

假设接收支路为 L,在接收端中从 L 个分集支路中选择出信噪比最高的一路基带信号作为输出,这种方式称为选择分集合并。输出信号 r_o 为

$$r_o=h_is+n_i \tag{6}$$

式中,$|r_i|^2=\max(|R|^2)$,$|\cdot|^2$ 为求模值,$\max(\cdot)$为取最大值。

3.2 最大比合并

接收端 L 个统计独立的分集支路通过相位校正,按照相应的可变加权增益,使得合并后的信号信噪比为最高,这就得到最大比合并。最大比合并后输出信号 r_o 为

$$r_o=\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}=\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{N}) \tag{7}$$

式中,$[\cdot]^{\mathrm{H}}$ 为求共轭转置。

3.3 等增益合并

等增益合并是特殊的最大比合并,当可变加权系数都取 1 时,即为等增益合并。等增益合并输出信号 r_o 为

$$r_o=\frac{\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}}{|\boldsymbol{H}|}\boldsymbol{R}=\frac{\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}}{|\boldsymbol{H}|}(\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{N}) \tag{8}$$

4 基于信道信息修正的解码后合并算法

各接收台站接收信号后先做中间处理,对每一路的接收信号$\{r_i\}_{i=1}^{L}$进行最大似然判决的判决信息为$\{d_i\}_{i=1}^{L}$,对应发送信号 $b\in\{0,1\}$,d_i 取$\{-1,1\}$。处理中心合并所有支路决策,得到最终判决。在广域多台站分集的模型下,$\{s_i\}_{i=1}^{L}$为各支路的信道信息,各支路决策相互独立,则有

$$\Pr(\{d_i\}_{i=1}^{L} \mid b, \{s_i\}_{i=1}^{L}) = \prod_{i=1}^{L} \Pr(d_i \mid b, s_i) \quad (9)$$

采用最优判决准则[8],如果满足

$$\Pr(\{d_i\}_{i=1}^{L}, \{s_i\}_{i=1}^{L} \mid b=1) > \Pr(\{d_i\}_{i=1}^{L}, \{s_i\}_{i=1}^{L} \mid b=0) \quad (10)$$

其中:

$$\Pr(\{d_i\}_{i=1}^{L}, \{s_i\}_{i=1}^{L} \mid b) = \Pr(\{d_i\}_{i=1}^{L} \mid b, \{s_i\}_{i=1}^{L}) \Pr(\{s_i\}_{i=1}^{L} \mid b) = \Pr(\{s_i\}_{i=1}^{L}) \prod_{i=1}^{L} \Pr(d_i \mid b, s_i) \quad (11)$$

则判定输出 $\hat{b}=1$。

将式(11)代入式(10)得

$$\Pr(\{s_i\}_{i=1}^{L}) \prod_{i=1}^{L} \Pr(d_i \mid b=1, s_i) > \Pr(\{s_i\}_{i=1}^{L}) \prod_{i=1}^{L} \Pr(d_i \mid b=0, s_i) \quad (12)$$

即有

$$\prod_{i=1}^{L} \frac{\Pr(d_i \mid b=1, s_i)}{\Pr(d_i \mid b=0, s_i)} > 1 \quad (13)$$

定义

$$\begin{aligned} P_{ci|0} &= P(d_i=-1 \mid b=0, s_i) \\ P_{ci|1} &= P(d_i=1 \mid b=1, s_i) \\ P_{ei|0} &= P(d_i=1 \mid b=0, s_i) \\ P_{ei|1} &= P(d_i=-1 \mid b=1, s_i) \end{aligned} \quad (14)$$

则式(13)可以写为

$$\prod_{i=1}^{L} \left(\frac{P_{ci|1}}{P_{ei|0}}\right)^{(1+d_i)/2} \left(\frac{P_{ei|1}}{P_{ci|0}}\right)^{(1-d_i)/2} > 1 \quad (15)$$

两边取对数,有

$$\sum_{i=1}^{L} \left[\left(\frac{1+d_i}{2}\right) \ln\left(\frac{P_{ci|1}}{P_{ei|0}}\right) + \left(\frac{1-d_i}{2}\right) \ln\left(\frac{P_{ei|1}}{P_{ci|0}}\right) \right] > 0 \quad (16)$$

一般情况下,判决错误概率不取决于发送比特,因此

$$\begin{aligned} P_{ci|0} &= P_{ci|1} = P_{ci} \\ P_{ei|0} &= P_{ei|1} = P_{ei} \end{aligned} \quad (17)$$

这样式(16)可表示为

$$\sum_{i=1}^{L} d_i \ln\left(\frac{P_{ci}}{P_{ei}}\right) > 0 \quad (18)$$

这样如果满足式(18),判定输出 $\hat{b}=1$。

根据式(18)可以得到处理中心的决策变量为

$$D_L = \sum_{i=1}^{L} d_i \ln\left(\frac{P_{ci}}{P_{ei}}\right) = \sum_{i=1}^{L} w_i d_i \quad (19)$$

式(19)可以看成是各支路解调后信号的合并,每一支路的判决值都与一权值相乘,其中权值是由每一路的判决误码率所决定的,而判决误码率可以通过信道信息来估计。对于每一个小的时间段,不考虑衰落情况,无衰落下 PSK 的误码率可以表示为

$$P_e(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) \quad (20)$$

其中,γ 为瞬时信噪比。这样就将信道信息与每条支路的判决值联系起来,系统框图如图 2 所示。

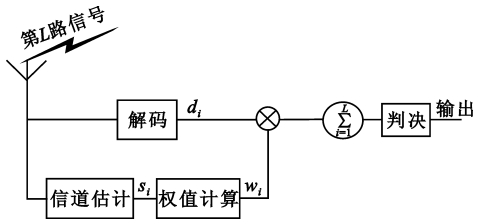

图 2　最优解码后合并流程

Fig.2 The process of the optimal combinin – after – decoding

5　性能分析

处理中心台站收集各支路信号,每一路信号都乘以最优权重如下:

$$w_i = \ln\frac{1-P_{ei}}{P_{ei}} \quad (21)$$

式中,由于 $P_{ei}<1/2$,则 $w_i>0$。针对等概率传输信号,中心台站合并后系统误码率可以表示为

$$P_{\text{error}} = \Pr\left(\sum_{i=1}^{L} w_i d_i < 0 \mid b=1\right) \quad (22)$$

若信道信息未知,假设各支路误码率相同,即 $P_{ei}=P_e$, $i=1,2,\cdots,L$,各支路权重都相同,则合并方案变为"择多判决"方案,其误码率如下:

$$P_{\text{error}} = \begin{cases} \sum_{i=\frac{L+1}{2}}^{L} \binom{L}{i} P_e^i (1-P_e)^{L-i}, & N \text{ 为奇数} \\ \frac{1}{2}\binom{L}{L/2} P_e^{L/2}(1-P_e)^{L/2} + \sum_{i=\frac{L}{2}+1}^{L} \binom{L}{i} P_e^i (1-P_e)^{L-i}, & N \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (23)$$

若已知信道信息,设 $v_i = w_i d_i$, $i=1,2,\cdots,L$,则有

$$v_i = \begin{cases} \ln[(1-P_{ei})/P_{ei}], \text{若概率为 } 1-P_{ei} \\ \ln[P_{ei}/(1-P_{ei})], \text{若概率为 } P_{ei} \end{cases} \quad (24)$$

要分析 $\sum_{i=1}^{L} v_i$ 的概率密度非常复杂,这里采用切尔若夫上界[9]来估计系统性能,即

$$P_{\text{error}} \leqslant \min_{t>0} \mathrm{E}_1\left[\exp\left(-t\sum_{i=1}^{L} w_i d_i\right)\right] \tag{25}$$

其中,$\mathrm{E}_1[\cdot]$表示发送信号 $b=1$ 时的期望值。要求最优的 t^*,对式(25)右边取对数并积分,令其为零,有

$$\sum_{i=1}^{L} \frac{w_i[(1-P_{ei})\exp(-t^* w_i) - P_{ei}\exp(t^* w_i)]}{(1-P_{ei})\exp(-t^* w_i) + P_{ei}\exp(t^* w_i)} = 0 \tag{26}$$

要使上式成立,对于任意的 P_{ei},要有

$$(1-P_{ei})\exp(-t^* w_i) - P_{ei}\exp(t^* w_i) = 0 \tag{27}$$

计算式(27)可得出 $t^* = 1/2$,代入式(25)后,可得

$$P_{\text{error}} \leqslant \prod_{i=1}^{L} E_1\left[\exp\left(\frac{1}{2} d_i \ln\frac{P_{ei}}{1-P_{ei}}\right)\right] \tag{28}$$

即

$$P_{\text{error}} \leqslant 2^L \prod_{i=1}^{L} \sqrt{P_{ei}(1-P_{ei})} \tag{29}$$

6 仿真结果

假设收到三路独立信号,信道衰落情况通过信道估计已知,分别采用最大比法、等增益法、选择法以及择多判决法和基于信道信息的解码后合并方法,为清晰比较各种合并方法,仿真采用瑞利衰落信道代替短波信道。

采用三台站接收,图 3 给出了 3 种常用的解码前合并方法性能。图 3 表明这 3 种方法依次是最大比法最优,等增益法次之,选择法最差。图 4 给出的是两种解码后合并方法,其中虚线表示的为修正的解码后合并的理论上界,择多判决是一种简单的解码后合并方法,仿真结果显示,在误码率为10^{-4}时,修正后的解码后合并法比传统择多判决的方法提高了2 dB,和图 3 中等增益法性能相当。

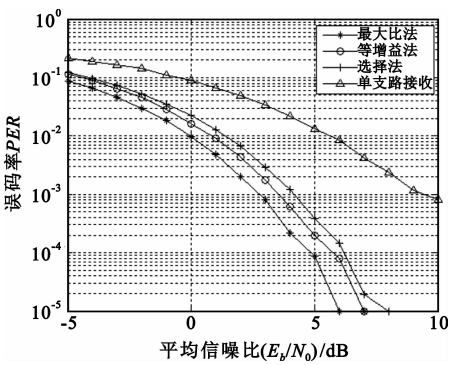

图 3 三台站接收下的常见分集合并方法性能仿真

Fig.3 The simulation of common schemes of diversity with three stations received

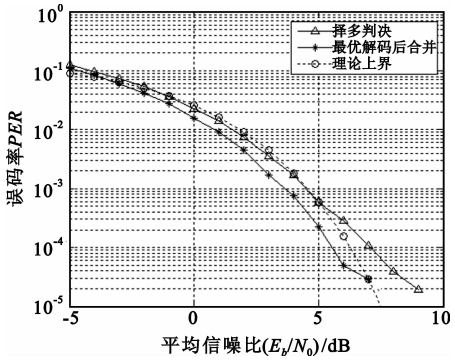

图 4 三台站接收下的解码后合并方法性能仿真

Fig.4 The simulation of the combining - after - decoding scheme with three stations received

在信噪比为 2 dB 情况下,在不同接收台站数目下,不同方法合并性能曲线如图 5 所示。图 5 表明当采用接收台站数大于 5 时,择多法性能较选择法大幅提高,在无法估计信道信息情况下,这种方法的优势突显;当信道信息已知,接收台站数大于 6 时,修正后的解码后合并法性能优于等增益合并,逐步接近于最大比合并。

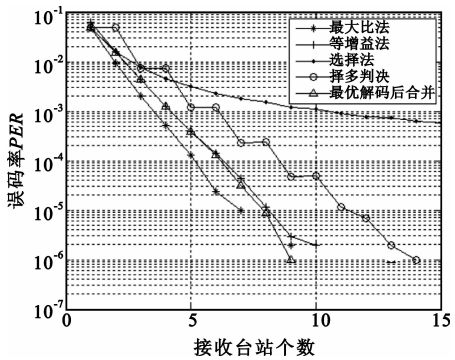

图 5 2 dB 信噪比下不同合并方法性能比较

Fig.5 The performance comparison of different combining schemes in 2 dB SNR

7 结 论

结合最大比法修正的解码后合并方法对性能和实现复杂度进行了折衷。首先,通过性能仿真可以看到,随着接收台站数目的增加,该方法在性能上能够接近最大比法;其次,解码后合并法实现简单,复杂度低,易于工程实现。由此可知,该方法在短波通信的多台站分布式接收模型下有良好的实际运用价值,成为改善远距离短波通信性能的有力选择。

参考文献:

[1] 陈斌,黄赞能,李磊.短波通信多径效应分析[J].舰船电子工程,2007,27(6):104 – 106.
CHEN Bin, HUANG Zan – neng, LI Lei. Multipath Effect in the SW Communication[J]. Ship Electronic Engineering, 2007,27(6):104 – 106.(in Chinese)

[2] Soares A, Correia A. Macro Diversity Combining Techniques for Multimedia Broadcast/Multicast Service in UMTS Networks [C]//Proceedings of Wireless Communications and Networking Conference. Las Vegas, NV: IEEE, 2006:685 – 690.

[3] 蒋铁珍. 分布式检测多目标融合算法研究[J]. 中国电子科学研究院学报,2010,5(6):594 – 598.
JIANG Tie – zhen. Research on Multi – target Fusion Algorithm for Distributed Detection[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2010, 5(6):594 – 598.(in Chinese)

[4] 孙明亮,雷坤. 短波通信中"盲区"问题研究[J].舰船科学技术,2010, 43(12):169 – 170.
SUN Ming – liang, LEI Kun. Research on Blind Area in HF Communications[J]. Ship Science and Technology, 2010, 43 (12):169 – 170.(in Chinese)

[5] Alamouti S. A simple transmit diversity Technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8):1451 – 1458.

[6] LI Jian, ZHANG Xian – da, GAO Qiu – bin, et al. BEP Analysis of MRT/MRC Diver sity in Rayleigh Fading Channels [C]//Proceedings of 2008 Vehicular Technology Conference. Singapore: IEEE, 2008:385 – 389.

[7] 李汉强,郭伟,郑辉.层叠分布式天线系统混合分集技术[J].电讯技术,2005,45(4):83 – 86.
LI Han – qiang, GUO Wei, ZHENG Hui. Hybrid Diversity for Cascade Distributed Antenna Systems[J]. Telecommunication Engineering, 2005, 45(4):83 – 86.(in Chinese)

[8] Blum R S. Distributed Detection for Diversity Reception of Fading Signals in Noise[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(1):158 – 164.

[9] Kot A D, Leung C. Optimal partial decision combining in diversity system[J]. IEEE Transactions on Communications, 1990, 38(7):981 – 991.

作者简介:

谢斯俊(1988—),男,江西抚州人,2009 年于武汉理工大学获通信工程专业学士学位,现为解放军理工大学通信工程学院硕士研究生,主要研究方向为移动通信;

XIE Si – jun was born in Fuzhou, Jiangxi Province, in 1988. He received the B.S. degree from Wuhan University of Technology in 2009. He is now a graduate student. His research direction is mobile communications.

Email:52renee@163.com

徐以涛(1971—),男,山东沂南人,2005 年获博士学位,现为解放军理工大学通信工程学院副教授,主要研究方向为短波通信和信号处理;

XU Yi – tao was born in Yinan, Shangdong Province, in 1971. He received the Ph.D. degree in 2005. He is now an associate professor. His research interests include HF communications and signal processing.

陈浩楠(1988—),男,浙江台州人,2009 年于浙江大学获电子信息工程专业学士学位,现为解放军理工大学通信工程学院硕士研究生,主要研究方向为移动通信。

CHEN Hao – nan was born in Taizhou, Zhejiang Province, in 1988. He received the B.S. degree from Zhejiang University in 2009. He is now a graduate student. His research direction is mobile communications.