

【文章编号】 1004-1540(2009)02-0163-04

瑞利信道下网格酉空时调制的仿真实现

郭丽娜, 金 宁

(中国计量学院 信息工程学院, 浙江 杭州 310018)

【摘 要】 介绍了在酉空时星座下的空时网格码调制的原理, 在 MATLAB 软件环境下, 对瑞利衰落信道下的网格酉空时调制的性能进行仿真, 并与相同信道下未编码的酉空时码的性能进行比较. 结果显示, 在 10^{-4} 比特误码率下相对于未编码得到 8~15 dB 的编码增益.

【关键词】 衰落信道; 酉星座; 网格码; 空时码

【中图分类号】 TN929.4

【文献标识码】 A

Realization of trellis-coded unitary space-time modulation over Rayleigh channel

GUO Li-na, JIN Ning

(College of Information Engineering, China Jiliang University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: The principles of the trellis-coded space-time modulation scheme that uses unitary space-time constellation were introduced. And the trellis-coded USTM system was simulated on the Rayleigh fading channel in MATLAB. The results show that 8~15 dB coding gain at BER 10^{-4} can be obtained compared with uncoded unitary space-time modulation in the same channel.

Key words: fading channel; unitary constellations; trellis; USTM

移动通信是无线通信技术研究中最活跃、发展最迅速的领域之一,也是 21 世纪对人类生活和社会发展有重大影响的科学技术领域之一. 未来移动通信的目标是在任何时间、任何地点、向任何人提供快速可靠的通信服务. 近年来,随着无线通信、因特网和多媒体技术的发展,人们对通过无线方式获取信息的需求越来越大,用户要求大幅度

提高无线通信速率的愿望变得越来越强烈^[1],但是可利用的无线频谱是有限的,因此高效利用频谱的传输方案在未来的无线通信系统中非常重要. 信息论的研究证明^[2],在发送端和接收端都采用多天线的办法可以大量提高频谱利用率. 文献[3][4]中提出了多种编码和调制方案,纷纷通过空间分集来增加频谱利用率,但是这些研究结论都是

【收稿日期】 2008-11-20

【基金项目】 浙江省自然科学基金资助项目(No. Y107650),浙江省科技计划项目(No. 2008C23022)

【作者简介】 郭丽娜(1984-),女,浙江诸暨人,硕士研究生. 主要研究方向为信号与信息处理.

假设接收端能够准确估计信道状态信息(CSI)下得到的.事实上,要在快速衰减或者是在大量使用天线的情况下要得到信道信息是不实际的^[5,6].因此文献[7]研究了在发送端和接收端都不知信道增益下的非相关多天线信道的容量,研究结论显示,在非相关的情况下,信道容量还是随着天线数的增加而增长,只是期望的增长比知道 CSI 的情况下稍微小了点.文献[8]提出一种非常适合非相关信道的酉空时信号,之后,文献[9][10]又提出了几种关于构建酉空时信号的方案,但这些设计者都没有考虑到编码系统.

空时网格码(STTC)作为一种能够在衰落信道中提供高速率数据传输业务的有效方法,由 Tarokh 等人^[11]率先提出. STTC 利用调制和网格编码联合技术,综合考虑了编码增益和分集增益的影响,能够实现编码复杂度、性能和频谱利用率等因素的最佳折衷.为了进一步研究酉空时星座和得到更多的分集增益、编码增益,本文在酉空时星座下进行了网格码编码.酉空时星座和网格码的结合,不仅无需信道状态信息,而且与未编码的酉空时相比,得到了 8~15 dB 的增益,提高了传输可靠性.

1 系统模型

本文使用的模型是根据参考文献[12]得来的.假设是点对点非相关无线通信的链路,使用 M 根发送天线, N 根接收天线,信道是瑞利衰落信道, $h_{nm}(t)$ 表示第 m 根发送天线到第 n 根接收天线的衰落系数.在 t 时刻第 n 根接收天线用 $x_n(t)$ 来表示,可以写为:

$$x_n(t) = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \sum_{m=1}^M h_{nm} s_m(t) + \omega_n(t) \quad (1)$$

$t=1, \dots, T, \quad n=1, \dots, N$

这里 h_{nm} 和 $\omega_n(t)$ 都为 $CN(0,1)$ 循环对称复高斯随机变量, $\omega_n(t)$ 表示为高斯白噪声; $s_m(t)$ 表示 t 时刻从第 m 根天线发送的信号.我们可以把方程(1)用矩阵的形式来表示:

$$\mathbf{X} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{S} \mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (2)$$

其中 \mathbf{X} 是 $T \times N$ 接收信号矩阵, \mathbf{S} 是 $T \times M$ 发送信号矩阵, \mathbf{H} 是 $M \times N$ 信道转换矩阵, \mathbf{W} 是 $T \times N$ 的高斯白噪声矩阵.

2 网格酉空时的调制原理

网格酉空时调制系统图如图 1. 信息比特流 b 经过网格编码器得到码字比特流 c , 其中 $k = \log_2 L$, L 为酉空时星座集的势.

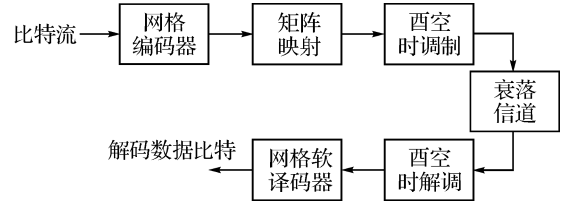


图 1 网格酉空时调制系统图

Figure 1 System diagram of TC-USTM

在经过衰落信道后,接收端根据接收矩阵 \mathbf{X} 采用最大似然解调得到每个码字比特的对数最大似然值,即:

$$\Lambda(c_\ell) = \log \frac{\Pr[c_\ell = 1 | \mathbf{X}]}{\Pr[c_\ell = 0 | \mathbf{X}]} \quad (3)$$

其中 c_ℓ 为第 ℓ 个码字比特,假设各信号矩阵发射概率为等概的,则(3)式可表示为:

$$\Lambda(c_\ell) = \log \frac{\sum_{S: S=f(c), c_\ell=1} \Pr[\mathbf{X} | S]}{\sum_{S: S=f(c), c_\ell=0} \Pr[\mathbf{X} | S]} \quad (4)$$

其中 $f(c)$ 代表从 c 到 S 的映射, $S: S=f(c)$, $c_\ell = i, i=0, 1$ 表示第 ℓ 个比特为 i 的发射矩阵的集合, $\ell=1, 2, \dots, k$. 信道转移概率为:

$$P(\mathbf{X} | S) = \frac{\exp(-\text{tr}\{\Lambda^{-1} \mathbf{X} \mathbf{X}^H\})}{\pi^{TN} \det^N \Lambda} \quad (5)$$

将公式(5)代入公式(4)得到最大似然酉空时解调的对数似然值的计算公式为:

$$\Lambda(c_\ell) = \log \frac{\sum_{\phi=S/\sqrt{T}, S=f(c), c_\ell=1} \exp\left(\text{tr}\left\{\frac{1}{1+M/\rho T} \mathbf{X}^H \phi \phi^H \mathbf{X}\right\}\right)}{\sum_{\phi=S/\sqrt{T}, S=f(c), c_\ell=0} \exp\left(\text{tr}\left\{\frac{1}{1+M/\rho T} \mathbf{X}^H \phi \phi^H \mathbf{X}\right\}\right)} \quad (6)$$

网格软译码器将根据每个码比特的对数似然值采用 SOVA 译码算法进行译码.

3 网格酉空时编译码仿真实现

本文分别对 2 发 1 收与 3 发 1 收的网格酉空时调制系统进行了仿真,图 2 为仿真流程框图.仿真中,分别采用了码率为 1/2 和 1/3 卷积编码器,其生成矩阵分别为 $G(D) = [1 + D + D^2 + D^3 + D^6 + D^5 + D^4 + D^3 + D^2 + D + 1]$ 和 $G(D) =$

$$\begin{bmatrix} 1+D^3+D^4 & 1+D+D^2+D^3 & 0 \\ 0 & D+D^3 & 1+D^2+D^3 \end{bmatrix}, \text{酉}$$

空时星座采用文献[11]所提出的星座,假设帧长为 50 000 个数据块,块内信道衰落因子保持不变,并且在块与块之间相互独立. 网格酉空时调制的主要代码如下:

```
frame=50 000;%设置帧长
p=4;%矩阵内符号采用 QPSK 调制
modObj=modem.pskmod(M,p,PhaseOffset,
pi/4,'SymbolOrder','binary','InputType','bit');
demodObj=modem.pskdemod(modObj,
'OutputType','bit','DecisionType','hard decision');
msg=randint(frame,1,2,123456); %产生信源
trellis=poly2trellis(7,[171 133]);%设置网格结构
SNRdB=0:0.5:20;
code=convenc(msg,trellis,0);%编码
code_idx=code(1:2:end)*2+code(2:2:end)+1;
R=log2(trellis.numOutputSymbols);
idx=1;
for snr=SNRdB
rho=10^(snr/10);
c=1/(1+M/(rho*T));
for k=1:frame
sig=cons(code_idx(k));
h0_re=sqrt(2)/2*randn(M,N);
h0_im=sqrt(2)/2*randn(M,N);
h0=h0_re+h0_im*j;%定义衰落系数
w0_re=sqrt(2)/2*randn(T,N);
w0_im=sqrt(2)/2*randn(T,N);
w0=w0_re+w0_im*j;%定义加性噪声
rec=sqrt(rho/M)*sig*h0+w0;%数据发送
```

接收端接收到 rec 数据后根据公式(6)进行酉空时最大似然解调,解调后输入给网格软译码器进行 SOVA 译码得到发送数据比特,其仿真主要代码如下:

```
for m=1:length(modObj.constellation)
dist(m)=norm(rec*cons{m},fro);
end
[C,ml(k)]=max(dist);
llr(R*k-1)=c*(max(dist([1,2]))-max(dist([3,4])))
+log(1+exp(c*(min([1,2])-max([1,2]))))-log(1+exp(c*(min([3,4])-max([3,4]))));
llr(R*k)=c*(max(dist([1,3]))-max(dist([2,4])))
+log(1+exp(c*(min([1,3])-max([1,3]))))-log(1+exp(c*(min([2,4])-max([2,4]))));%酉空时解调部分
end
```

```
demodcoded=demodulate(demodObj,modObj.constellation(ml));
[un,unr(idx)]=biterr(demodcoded(:,code));%无编码酉空时调制
dec_map=vitdec(llr,trellis,tblen,'cont','unquant');%SOVA译码
[nmap,rmap(idx)]=biterr(dec_map(tblen+1:end),msg(1:end-tblen));
idx=idx+1;
end
```

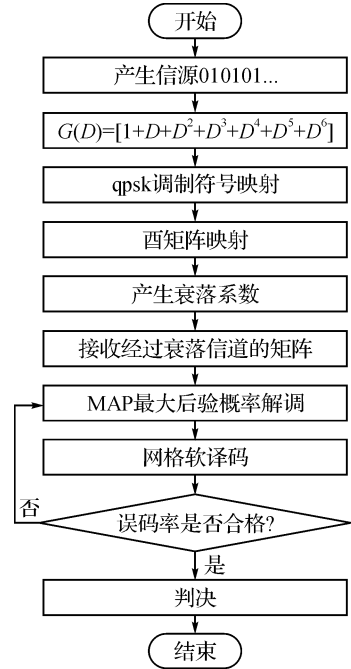


图 2 仿真流程框图

Figure 2 Simulation of flow diagram

4 仿真分析

在瑞利慢衰落信道下,本文分别对 2 发 1 收和 3 发 1 收的的网格酉空时调制系统进行了仿真,并将它与无编码的酉空时调制的情况进行对比. 其性能仿真图如图 3. 从图中我们可以看出,在 2 发 1 收的情况下,低信噪比时,网格酉空时调制性能稍微差点,并没有显示出其优势;当高信噪比时,该方案的优势非常明显. 在 3 发 1 收的情况下,网格酉空时调制性能的优势完全体现出来. 这两种方式在 10^{-4} 的比特误码率下相对与未编码酉空时方案得到了 8~15 dB 的增益.

可见,通过网格编码,可以大大提高了传输性能.

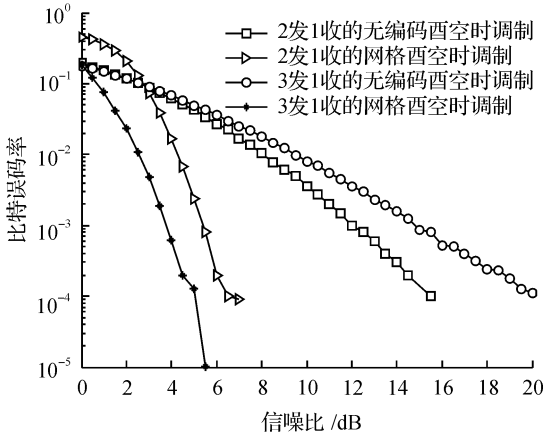


图3 网格酉空时调制性能曲线

Figure 3 BER performance for TC-USTM

5 结 语

通过介绍网格有空时编译码原理,在瑞利衰落信道下分别对2发1收和3发1收的的网格酉空时调制系统进行了仿真和分析.仿真结果表明,接收端和发送端都不知道信道状态信息下,网格酉空时码还是能够保持良好的误比特性能.由于不需要信道估计,使接收端的译码复杂度大大减少了,并且因为网格编码的加入,使传输性能大大提高了,因此调制和编码的联合技术具有非常广的应用前景.

【参 考 文 献】

[1] 周杭霞,於可广.流媒体技术应用与发展趋势[J].中国计量学院学报,2001(增刊):147-149.
[2] TELATAR I. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J].

Europe Transaction on Telecommunication, 1999, 10(6): 585-595.

- [3] TAROKH V, JAFARKHANI H, CALDERBANK A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 1999, 45(6):1456-1467.
[4] GUEY J C, FITZ M P, BELL M R. Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 1999, 47(4):527-537.
[5] 金宁,史济刚.无线城域网 OFDM 系统信道估计算法[J].中国计量学院学报,2008,19(1):61-64.
[6] 金宁,金小萍,史济刚.IEEE802.11a 的 OFDM 系统帧检测研究[J].中国计量学院学报,2005,16(4):275-278.
[7] ZHENG L, TSE D N C. Communication on the Grassmann manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2002, 48(2):359-383.
[8] HOCHWALD B M, MARZETTA T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading[J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2000, 46(2):543-563.
[9] CHO W N, YANG L Q. Performance analysis of cooperative networks with differential unitary space time coding[J]. IEEE International Conference, 2008, 31:3241-3244.
[10] SUN Z Y, TJENG T T. A systematic set partitioning for unitary space-time signal sets [J]. IEEE Transactions, 2007, 6(7):2374-2378.
[11] WU Y, RUOTSALAINEN K, JUNTTE M. Unitary space-time constellation design based on the chernoff bound of the pairwise error probability[J]. IEEE Transactions, 2008, 54(8):3842-3850.
[12] BAHCECI I, DUMAN T M. Trellis-coded unitary space-time modulation [J]. IEEE Transactions, 2004, 3(6): 2005-2012.