

一个 MTCM-OFDM 系统模型及其性能的分析^①

杨程^② 刘琪 王树彬 周正

(北京邮电大学无线网络实验室 北京 100876)

(泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

摘要 提出了一种将多网格编码调制(MTCM)与正交频分复用(OFDM)系统相结合的方法,建立了一个 MTCM-OFDM 系统模型,并对其进行了性能分析和仿真。分析表明,MTCM 可提高系统的误码率性能,将 MTCM 应用于 OFDM 系统,能增大 OFDM 符号内一组子载波上符号序列之间的欧氏距离,从而降低误码率,但不会造成信息速率和带宽效率的损失。根据 MTCM 网格图中不同状态下输出符号序列可以有较大欧氏距离的特点,给出了一种符号序列的两步检测算法:首先利用最大似然序列检测以较大概率检测出网格图的状态序列,然后在两个连续的状态之间检测判决符号序列。该算法利用了 MTCM 编码调制的特点,因而时延小、复杂度低,性能逼近直接的一步最大似然检测。理论分析和仿真结果均证明了 MTCM-OFDM 系统和这种检测算法的上述性能特点。

关键词 多网格编码调制(MTCM), 正交频分复用(OFDM), 欧氏距离, 度量

0 引言

正交频分复用(OFDM)具有高效的频谱利用率和对抗多径衰落性能,因而它已逐渐成为无线通信的首选技术^[1,2]。然而,实际的 OFDM 系统因为受到恶劣的无线环境^[3]及其自身载波同步偏差的影响,误码率性能会降低。根据干扰产生的具体原因,现已研究出消除干扰的具体方法^[4,6],除此之外,为提高信息传输的可靠性,采用信道纠错编码仍然是通信系统中的一个不可缺少的环节。

传统的信道编码,例如分组码,通过增加一定的冗余比特来提高比特序列之间的汉明距离,卷积码对应提高码序列之间的最小自由距离,以此提高系统的抗干扰能力。20 世纪 80 年代初,Ungerboeck 将编码和调制相结合,提出了网格编码调制(trellis coded modulation, TCM)^[7]。由此,比特距离大的序列映射成符号序列的欧氏距离也大,并且使最小自由距离最大化,而信息传输速率和带宽利用率没有损失,这在很大程度上提高了系统的有效性和可靠性。在此基础上,针对衰落信道,Divsalar 和 Simon 于 1988 年提出了多网格编码调制(multiple trellis coded modulation, MTCM)^[8],在一定条件下,它可以比 TCM

具有更好的性能。

MTCM 可与 OFDM 系统相结合,做法之一是先 will 比特序列进行 MTCM 编码映射,然后将符号序列加载到各个子载波上^[9]。这样可以利用 MTCM 提高系统的性能,但是 OFDM 符号之间是独立进行接收处理的。本文将 MTCM 网格图中一个分支上输出的 k 个符号^[8]映射到同一个 OFDM 符号的 k 个子载波上,而不同 OFDM 符号中这 k 个子载波上的符号序列之间符合网格图上前分支上符号序列的约束关系,利用这种关系提高系统的误码率性能。另外,因为 MTCM 编码调制后,前后 OFDM 符号所承载的序列之间符合网格转移关系,而同一个 OFDM 符号内子载波上的符号根据信息比特在子星座图中进行映射,没有其他约束关系,所以 MTCM 编码调制不会影响 OFDM 其它技术的应用,例如载波偏移干扰的消除方法,峰均比的降低方法。对于频率偏移产生的干扰,因为卷积编码器在信噪比太低时性能可能急剧恶化,所以对于取定的编码参数,归一化频率偏移也不能太大,那样干扰超出了 MTCM 中卷积编码的有效范围,性能会恶化。对于 OFDM 方式的超宽带(UWB)系统,因为子载波间隔较大,归一化频率偏移通常不会很大,所以这方面的限制会较小。

^① 国家自然科学基金(60432040,60772021)、北京市自然科学基金(4052021)、教育部博士点基金(20060013008)和韩国仁荷大学 IT 研究中心(INHA UWB-ITRC)资助项目。

^② 男,1979 年生,博士生;研究方向:高效编码调制技术及其在无线通信中的应用;联系人, E-mail: youngch727@163.com (收稿日期:2007-11-07)

在解调译码方面,利用 MTCM 的特点,在此编码映射的基础上,提出了一种状态-符号序列两步译码,利用前一个 OFDM 符号内的信息对该 OFDM 符号内的信息进行判决,时延小,复杂度比 Viterbi 算法小,编码调制取合适的参数 k 时,性能可以逼近理论最大似然译码。所以该 MTCM-OFDM 系统以适中的复杂度换取性能的改善并且时延小,在一定程度上是可取的。

1 系统模型

1.1 MTCM 编码映射结构

如图 1 所示,网格编码器输入 nk ($k = 2, 3, 4, \dots$) 比特,输出 $(n+1)k$ 比特,输出比特映射成 k 个符号,码率为 $nk/((n+1)k)$,每个符号对应星座图上一个点,共 2^{n+1} 个不同星座点^[8]。例如:2 状态,码率为 $2/3$, $k = 2$, 8PSK 的网格图。每个状态输入 $nk = 4$ 比特,对应 $2^{nk} = 2^4 = 16$ 种不同的输出,每种输出即为 2 个符号,编码器有两种状态 0 和 1,所以两个状态之间有 8 条分支对应 8 种不同输出,如图 2 所示。图 3 为符号对应的星座点。

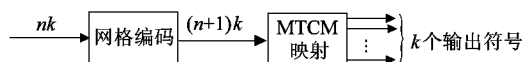


图 1 MTCM 编码映射结构

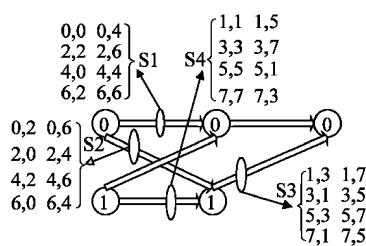


图 2 2 状态多网格编码 (码率 $2/3$, $k = 2$)

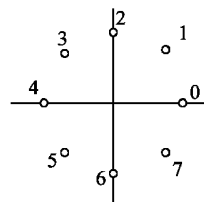


图 3 8PSK 星座图

1.2 MTCM-OFDM 系统模型

MTCM-OFDM 系统模型如图 4 所示。发送端,输入比特序列经过串/并转换,输出 N/k 路并行序列,每路经过 MTCM 编码映射,产生符号序列 $x_i = (x_{i0}, x_{i1}, \dots, x_{i(k-1)})$ 其中 $(i = 0, 1, \dots, N/k - 1)$,为消除突发干扰的影响并去除信道传输后前后符号的相关性,首先利用交织器对符号序列 $x = (x_0, x_1, \dots, x_{N/k-1})$ 进行交织得到交织后的序列 $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$,再进行逆快速傅立叶变换 (IFFT) 运算^[10]:

$$s(nT) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{2j\pi kn}{N}\right) \quad (1)$$

这里 T 是采样间隔, N 是采样点数。为防止多径而引起的符号间干扰 (ISI),加上循环前缀,通过并/串变换,形成 OFDM 符号。

通过无线信道到达接收端的信号经过时间间隔为 T 的采样得到时域序列 $r(nT)$,通过串/并变换,去掉循环前缀,经快速傅立叶变换 (FFT) 运算得到每个子载波上的数据信息:

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(nT) \exp\left(-\frac{2j\pi kn}{N}\right) \quad (2)$$

经过解交织,得到一个 OFDM 符号周期内的数据信息 $y = (y_0, y_1, \dots, y_{N/k-1})$,其中 $y_i = (y_{i0}, y_{i1}, \dots, y_{i(k-1)})$, $(i = 0, 1, \dots, N/k - 1)$ 。之后, N/k 路数据分别进行符号序列检测:利用到当前 OFDM 符号

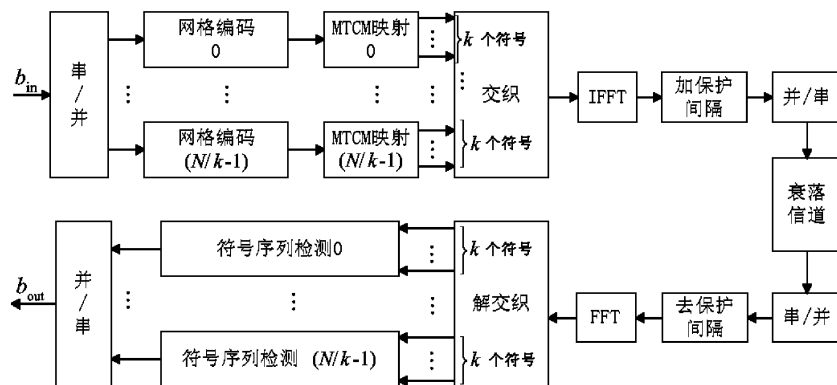


图 4 MTCM-OFDM 系统模型

内的一组子载波上符号序列的计算度量,确定该接收符号序列在网格图中从哪一个状态输出,由该状态可以确定前一 OFDM 符号内该组子载波上传输符号序列所属的符号集,最后在该符号集中利用最大似然算法检测判决发送的符号序列,具体检测算法描述如下部分。

2 MTCM-OFDM 信号的检测判决

2.1 检测算法描述

一个 OFDM 符号内 k 个子载波上的 k 个符号对应网格图中两个状态之间的一个序列,包含 k 个符号的序列也用于检测判决状态序列中的一个状态。网格图中不同状态下输出符号序列的最小欧氏距离可以表示为 $4k\sin^2(\pi/2^{n+1})^{[8]}$,当 k 变大时该值变大,这样可以得到足够大的欧氏距离,于是可以以较高的概率估计出状态序列,然后利用最大似然检测准则判决每两个状态之间的符号序列,最后得到信息比特,流程如图 5 所示。

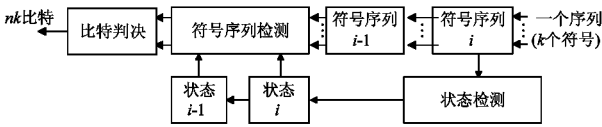


图 5 符号检测流程图

针对其中一路数据具体描述如下:

采用图 2 所示的 2 状态,码率为 $2/3$, $k = 2$ 编码,8PSK 映射的 MTCM。每个状态分支输出的两个符号分别加载到两个子载波上。接收端在一个 OFDM 符号周期内得到这两个子载波上的两个信息符号。MTCM 的编码使映射符号分成了 4 组:

$$S1 = (00; 04; 22; 26; 40; 44; 62; 66)$$

$$S2 = (02; 06; 20; 24; 42; 46; 60; 64)$$

$$S3 = (13; 17; 31; 35; 53; 57; 71; 75)$$

$$S4 = (11; 15; 33; 37; 55; 59; 73; 77)$$

如图 2,状态 0 输出的可能符号序列构成 $\{S1, S2\}$,状态 1 输出的可能符号序列构成 $\{S3, S4\}$ 。 $\{S1, S2\}$ 中序列与 $\{S3, S4\}$ 中序列之间的最小欧氏距离为 $4k\sin^2(\pi/2^{n+1})$ (这里 $k = 2, n = 2$)^[8],随着 k 的增大, $\{S1, S2\}$ 中序列与 $\{S3, S4\}$ 中序列之间的欧氏距离逐渐增大。这样,根据当前 OFDM 符号周期内接收符号序列的简单判决结果(判决符号序列属于 $\{S1, S2\}$ 还是 $\{S3, S4\}$)便可以确定对应该输出符号序列在网格图中的离开状态(0 或者 1)。依次下

去便得到状态序列。

对于状态序列中的前后两个连续的状态,例如状态 0 和状态 1,之间是 $S2$,在 $S2$ 中再对接收符号序列进行最大似然判决。因为 4 个子符号序列集合 $S1, S2, S3, S4$ 相对未分割的符号集合来说最小欧氏距离增大,这样在它们中对符号序列进行判决的错误概率降低。

2.2 检测算法度量

编码通信系统,解码判决度量为 $m(x, y, z)$,其中 x, y 分别为发送和接收信号, z 代表信道的影响。最大似然度量表示为: $m(y, x; z) = \log p_N(y/x, z)$ (N 代表序列长度),因为计算的复杂性^[11],仍然采用高斯信道下最大似然度量形式,即欧氏距离度量。对于 Rician 衰落信道,在知道信道状态信息的情况下的度量表达式为:

$$m(y_n, x_n; z_n) = |y_n - \rho_n x_n|^2 \quad (3)$$

$$m(x, y; z) = \sum_{n=1}^N m(y_n, x_n; z_n) \quad (4)$$

ρ_n 为信道衰减系数,分布服从以下概率密度函数:

$$p(\rho) = \begin{cases} 2\rho(1+K)\exp[-K - \rho^2(1+K)] \\ \times I_0(2\rho\sqrt{K(1+K)}); & \rho \geq 0 \\ 0; & \rho < 0 \end{cases} \quad (5)$$

$I_0(x)$ 是零阶修正 Bessel 函数, K 是 Rician 信道直射分量和散射分量的比值。

检测算法中包含两个度量:状态检测判决度量和符号序列检测判决度量: m_{sta}, m_{squ} 。定义 s_{0j} 为 0, 2, 4, 6, ... 在星座图中对应的符号, s_{1j} 为 1, 3, 5, 7, ... 在星座图中对应的符号。

$$m_0 = \min_{s_{0j}} \sum_{j=1}^k |y_{i,j} - \rho_f s_{0j}|^2 \quad (6)$$

$$m_1 = \min_{s_{1j}} \sum_{j=1}^k |y_{i,j} - \rho_f s_{1j}|^2 \quad (7)$$

$$m_{sta} = m_0 - m_1 \quad (8)$$

$$m_{squ} = \sum_{j=1}^k |y_{i,j} - \rho_f s_j|^2 \quad (9)$$

(9) 中 $\{s_j/j = 1, 2, \dots, k\}$ 是状态序列判决以后,两个已定状态之间的符号序列,通过(6) - (9)的计算,

$$\text{状态的检测判决准则为: } state = \begin{cases} 0, & m_{sta} < 0 \\ 1, & m_{sta} > 0 \end{cases}$$

符号序列检测判决准则为:

$$s = \{s_j / \min_{s_j} m_{squ}\}$$

2.3 检测算法复杂度比较

MTCM 译码以 k 个符号为单位进行度量计算、

比较、判决。针对图 1 中 MTCM 参数,一个译码间隔内存在 2×2^{nk} 种可能的序列,所以直接最大似然 Viterbi 译码需要跟这些序列一一计算欧氏距离,然后比较大小,取最小者。一个序列长为 k ,所以两点之间的平方距离需要计算 k 次,所有序列一共 $2 \times k \times 2^{nk}$ 次。状态符号序列译码首先判断状态,根据算法描述,状态判决需要计算两点之间的平方距离的次数为 $2 \times k \times 2^n$,然后在两个状态之间进行最大似然检测需要的计算次数为 $k \times 2^{nk}/2$,所以总共需要 $2 \times k \times 2^n + k \times 2^{nk}/2$ 次。例如, $n = 1, k = 2, 3, 4$ 时,计算次数比较如表 1。

表 1 一个译码间隔内计算次数比较

参数	Viterbi 译码 计算量(次)	状态-符号序列译码 计算量(次)
$n = 1, k = 2$	16	$8 + 4 = 12$
$n = 1, k = 3$	48	$12 + 12 = 24$
$n = 1, k = 4$	128	$16 + 32 = 48$

3 性能分析

3.1 序列成对差错概率描述

考虑在信道状态信息已知的情况下,相干解调,高斯信道最佳度量为判决准则,序列的成对差错条件概率为^[12]:

$$P(x \rightarrow \hat{x} | \rho) \leq \exp\left\{-\frac{E_s}{4N_0} d^2(x, \hat{x})\right\} \quad (10)$$

这里 $d^2(x, \hat{x}) \triangleq \sum_n \rho_n^2 |x_n - \hat{x}_n|^2$, E_s 为符号能量, ρ_n 为 n 个传输符号期间信道的归一化幅度衰减系数,分布服从(5)式的概率密度函数。在理想交织的情况下 ρ_n 之间相互独立,由式(5)、(10)得到成对差错概率:

$$\begin{aligned} P(x \rightarrow \hat{x}) &= \int_0^\infty P(x \rightarrow \hat{x} | \rho) p(\rho) d\rho \\ &\leq \int_0^\infty \exp\left\{-\frac{E_s}{4N_0} d^2(x, \hat{x}) \times 2\rho(1+K) \exp[-K - \rho^2(1+K)] \times I_0(2\rho \sqrt{K(1+K)})\right\} d\rho \\ &= \prod_n \frac{1+K}{1+K + \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_n - \hat{x}_n|^2} \\ &\quad \times \exp\left\{-\frac{K \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_n - \hat{x}_n|^2}{1+K + \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_n - \hat{x}_n|^2}\right\} \end{aligned} \quad (11)$$

$\bar{E}_s$ 是 E_s 对随机变量 ρ_n 的平均。

3.2 算法差错概率

符号序列表示为: $x_{0i} = (x_{0i1}, x_{0i2}, \dots, x_{0ik})$, $x_{1i} = (x_{1i1}, x_{1i2}, \dots, x_{1ik})$, 其中 $x_{0i1}, \dots, x_{0ik}$ 为 0, 2, 4, 6, ... 在星座图中对应的符号, $x_{1i1}, \dots, x_{1ik}$ 为 1, 3, 5, 7, ... 在星座图中对应的符号, i 是非负整数,最大值为可能发送的符号序列的个数。

假设发送符号序列等概率,并且设发送全 0 序列,即每两个状态之间的符号序列均为 x_{00} , 这样根据(11)得到状态判决差错概率,即 0 状态判决为 1 状态的概率为:

$$\begin{aligned} p_{\text{st_err}} &= P(0 \rightarrow 1) = \sum_i P(x_{00} \rightarrow x_{1i}) \\ &\leq \sum_i \prod_k \frac{1+K}{1+K + \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_{00k} - x_{1ik}|^2} \\ &\quad \times \exp\left\{-\frac{K \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_{00k} - x_{1ik}|^2}{1+K + \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_{00k} - x_{1ik}|^2}\right\} \end{aligned} \quad (12)$$

符号序列条件成对差错概率为:

$$\begin{aligned} p_{\text{squ_err_cond}}^i &= P(x_{00} \rightarrow x_{0i} | s_{\text{front}} = 0 \rightarrow 0, s_{\text{back}} = 0 \rightarrow 0, i \neq 0) \\ &\leq \prod_k \frac{1+K}{1+K + \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_{00k} - x_{0ik}|^2} \\ &\quad \times \exp\left\{-\frac{K \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_{00k} - x_{0ik}|^2}{1+K + \frac{\bar{E}_s}{4N_0} |x_{00k} - x_{0ik}|^2}\right\} \end{aligned} \quad (13)$$

$s_{\text{front}}, s_{\text{back}}$ 代表网格图中符号序列前后的状态,由式(12)、(13)得符号序列成对差错概率:

$$\begin{aligned} p_{\text{squ_err}}^i &= P(x_{00} \rightarrow x_{0i}) \\ &= P(x_{00} \rightarrow x_{0i} | s_{\text{front}} = 0 \rightarrow 0, s_{\text{back}} = 0 \rightarrow 0, i \neq 0) \times P(s_{\text{front}} = 0 \rightarrow 0) \times P(s_{\text{back}} = 0 \rightarrow 0) \\ &= p_{\text{squ_err_cond}}^i \times (1 - p_{\text{st_err}})^2 \end{aligned} \quad (14)$$

符号序列错误的概率为:

$$p_{\text{squ_err}} = \sum_{i \neq 0} p_{\text{squ_err}}^i + p_{\text{st_err}} \quad (15)$$

设发送序列由 M 个 k 长度符号序列构成,该算法下发送序列正确接收概率可以表示为:

$$\begin{aligned} p_{\text{total_squ_right}} &= (1 - p_{\text{squ_err}})^M \\ &= (1 - \sum_{i \neq 0} p_{\text{squ_err}}^i - p_{\text{st_err}})^M \end{aligned} \quad (16)$$

当 k 增大时,由(12)知 p_{st_err} 趋于 0,这时

$$p_{total_squ_right} = (1 - \sum_{i \neq 0} p_{squ_err}^i)^M \quad (17)$$

还可以看到:当 k 增大时,由(14)式, $p_{squ_err}^i$ 减小,这样(17)增大,即判决错误概率随着 k 的增大而减小。

3.3 与最大似然差错概率的比较

对 M 个 k 长度符号序列构成的接收序列整体进行最大似然检测,成对差错概率:

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = \prod_{j=1}^M p_{squ_err_j}^{i_r} \quad (18)$$

其中, $p_{squ_err_j}^{i_r}$ 至少有一项取自集合 $\{P(x_{00} \rightarrow x_{0i})/i \neq 0\} \cup \{P(x_{00} \rightarrow x_{1i})\}$

最大似然判决下,正确接收的概率为:

$$\begin{aligned} p'_{total_squ_right} &= 1 - \sum_{i_r} \prod_{j=1}^M p_{squ_err_j}^{i_r} \\ &= 1 - \sum_{i_r^0} \prod_{j=1}^M p_{squ_err_j}^{i_r^0} - \sum_{i_r^1} \prod_{j=1}^M p_{squ_err_j}^{i_r^1} \end{aligned} \quad (19)$$

上标 i_r, i_r^0, i_r^1 均指代可能的序列。上式第一个求和项中 $p_{squ_err_j}^{i_r^0}$ 至少一项取自 $\{P(x_{00} \rightarrow x_{0i})/i \neq 0\}$, 但没有取自 $\{P(x_{00} \rightarrow x_{1i})\}$ 中的项;第二个求和项中 $p_{squ_err_j}^{i_r^1}$ 至少一项取自 $\{P(x_{00} \rightarrow x_{1i})\}$, 因为第二项的乘积中包含 $P(x_{00} \rightarrow x_{1i})$, 当 k 变大时,根据式(12), $P(x_{00} \rightarrow x_{1i})$ 趋于 0, (19)变为:

$$p'_{total_squ_right} = 1 - \sum_{i_r^0} \prod_{j=1}^M p_{squ_err_j}^{i_r^0} \quad (20)$$

比较(17)和(20)可以看出, (20)是(17)的一种乘积展开形式,所以在 k 逐渐增大时状态-符号序列两步算法逼近理论最大似然检测算法。算法分成状态检测和符号序列检测后,系统的度量计算量相对最大似然 Viterbi 译码大幅降低,而且译码时延更小,不用等到符号序列接收完毕再进行符号序列的判决输出。

4 系统性能仿真

4.1 无线信道模型

无线信道模型采用两路径信道,冲激响应表示为:

$$h(t) = Ae^{j\theta_1}\delta(t) + ae^{j\theta_2}\delta(t - \tau) \quad (21)$$

这里第一项和第二项分别为视距传输和非视距传输, A 为常数, a 服从 Rayleigh 分布, θ_1 为视距传输

后的相位偏移, θ_2 在 $(0, 2\pi]$ 上服从均匀分布, τ 为两条路径上的相对时延。仿真中 A^2 与 $E(\alpha^2)$ 之和设定为 1, A^2 与 $E(\alpha^2)$ 之比为两条路径传输信号的功率比,即为(5)式直射分量和散射分量的比值 K 。

4.2 编码调制参数和 OFDM 参数

仿真中 MTCM 采用 2 状态,输入 $n = 1$,星座图上符号个数为 4, $k = 2, 3, 4, 5$, 网格图及星座图如图 6。

星座图分割采用 AWGN 信道最佳分割方法^[13,14],即最大化最小自由欧氏距离,如: $k = 2$ 时 $S1 = (00; 22)$ 、 $S2 = (02; 20)$ 、 $S3 = (11; 33)$ 、 $S4 = (13; 31)$; $k = 3$ 时 $S1 = (000; 022; 202; 220)$ 、 $S2 = (020; 002; 200; 222)$ 、 $S3 = (111; 133; 313; 331)$ 、 $S4 = (131; 113; 311; 333)$ 。

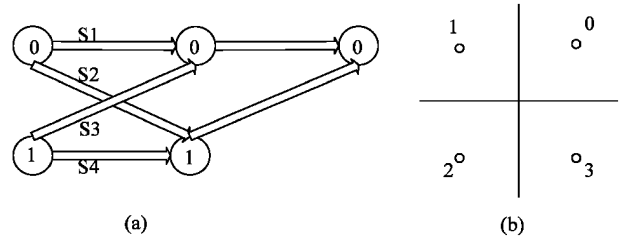


图 6 网格图(a)及星座图(b)

OFDM 参数:载波数目 $N = 64$ (取 k 的整数倍个数的载波,所以其中部分载波不加载信息);比特速率 20Mbps;符号持续时间 $T_s = 4.0\mu s$;保护间隔 800ns。

4.3 误码性能分析

本节通过 Monte-Carlo 仿真对 MTCM-OFDM 系统在 AWGN 和 Rayleigh 信道下的误码率进行分析。比较状态-符号序列译码方法和 Viterbi 译码的性能差距。

图 7 和图 8 中 (a) - (d) 分别为 AWGN 信道和 Rayleigh 信道下, $k = 2, 3, 4, 5$ 时 MTCM 的状态-符号序列译码、Viterbi 译码以及未编码系统的误码率性能曲线。

Viterbi 译码曲线代表着 MTCM 编码后系统可以达到的误码率性能,状态-符号译码曲线代表着在 MTCM 编码下采用该译码方法时系统可以得到的误码率性能。分析比较如下:

(1) AWGN 信道和 Rayleigh 信道中,从状态-符号序列译码曲线可以看出,随着编码中的 k 值的增大,该译码算法的系统误码率逐渐降低,逐步逼近最大似然 Viterbi 译码,这和前面的理论分析一致。

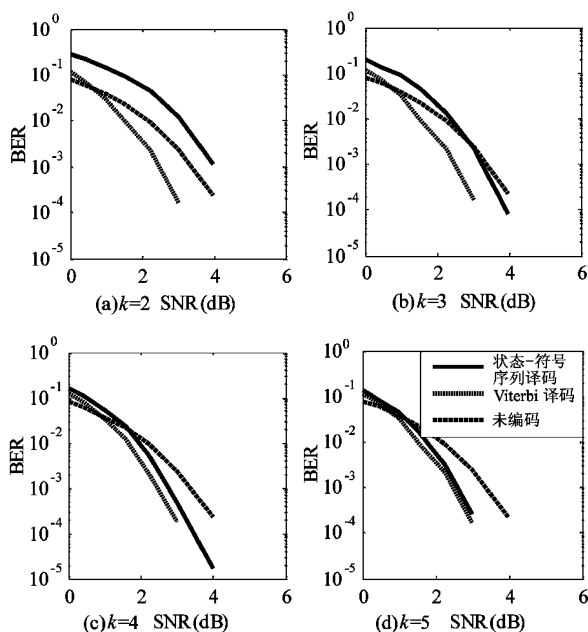


图 7 AWGN 信道下状态-符号序列译码、Viterbi 译码比较

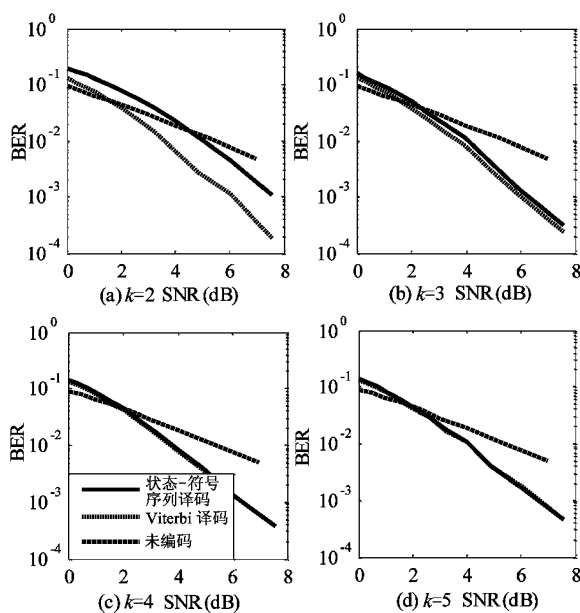
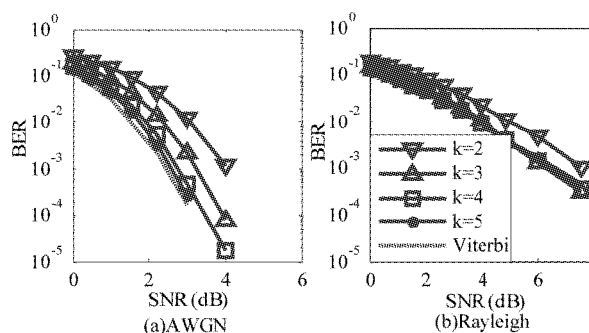


图 8 Rayleigh 信道下状态-符号序列译码、Viterbi 译码比较

(2) 比较图 7 和图 8 可以看到, 相同 k 时 Rayleigh 信道中状态-符号序列译码更接近理论最优的最大似然译码, Rayleigh 信道下 $k=5$ 基本上已经和 Viterbi 译码曲线重合。这一点的解释是 Rayleigh 信道中状态序列的检测正确率更高。因为不同状态下输出的序列之间不同位个数较大, 为 k 个。另外, 进行两状态之间的符号序列检测时, 也可以通过增大符号序列之间不同位的个数来降低符号序列成对差错概率。Rayleigh 信道下误码率主要由符号序列最小不同位的长度 $L_{\min}$ 决定^[15]。

(3) 图 9 是 AWGN 信道和 Rayleigh 信道中不同 k 时状态-符号序列译码性能的比较, 可以看到, 增大 k 可以提高该译码算法下系统的误码率性能, 该性能逐渐逼近理论最优的最大似然译码。Rayleigh 信道下, $k=5$ 基本达到最大似然 Viterbi 译码的性能。可以想到 AWGN 信道中进一步增大 k , 性能曲线将更接近 Viterbi 译码曲线。

图 9 不同 k 下状态-符号序列译码、Viterbi 译码比较

5 结论

本文利用 MTCM 编码调制增大符号序列之间的最小自由欧氏距离, 使前后 OFDM 符号之间存在相关性, 以提高系统的误比特率性能。同时还提出了一种状态-符号序列两步检测算法, 该检测算法利用了 MTCM 编码特点, 译码时延小、复杂度适中, 其性能可以接近理论的最大似然译码。理论分析和仿真结果说明了该 MTCM-OFDM 系统和检测算法的性能。以此为基础, 针对 OFDM 在载波同步和峰均比 (PAR) 方面的弱点, 结合相关技术, 该编码系统具有相应的应用领域和前景。

致谢: 本文部分得到意大利外交部 iCHIP 研究计划的资助, 在此表示感谢。

参考文献

- [1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Communication Magazine*, 1990, 28(5): 5-14
- [2] Cimini L J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans Commun*, 1985, 33(7): 665-675
- [3] Nee R, Prasad R. OFDM Wireless Multimedia Communications. Boston, London: Artech House, 2000
- [4] Zhao Y, Haggman S G. Sensitivity to Doppler shift and carrier frequency errors in OFDM systems—The consequences

- and solutions. In: Proceedings of the IEEE 46th Vehicular Technology Conference, Atlanta, USA, 1996. 1564-1568
- [5] Zhao Y, Haggman S G. Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems Communications. *IEEE Trans Commun*, 2001, 42 (7): 1185-1191
- [6] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans Commun*, 1994, 42: 2908-2914
- [7] Ungerboeck G. Channel coding with multilevel phase signals, *IEEE Trans Inform Theory*, 1982, 28: 55-67
- [8] Divsalar D, Simon M K. Multiple trellis coded modulation (MTCM). *IEEE Trans Commun*, 1988, 36: 410-419
- [9] Harada M, Yamazato T, Katayama M, et al. OFDM systems with multiple trellis coded modulation. In: Proceedings of the 11th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2000), London, UK, 2000. 814-818
- [10] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans Commun*, 1971, COM-19: 628-634
- [11] Simon M K, Divsalar D. The performance of trellis coded multilevel DPSK on a fading mobile satellite channel. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, 1988, 37(2): 78-91
- [12] Divsalar D, Simon M K. Trellis coded modulation for 4800 to 9600 bps transmission over a fading satellite channel. *IEEE J Select Areas Commun*, 1987, 5: 162-175
- [13] Divsalar D, Simon M K. The design of trellis coded MPSK for fading channels: performance criteria. *IEEE Trans Commun*, 1988, 36: 1004-1012
- [14] Divsalar D, Simon M K. The design of trellis coded MPSK for optimum code design. *IEEE Trans Commun*, 1988, 36: 1013-1021
- [15] Periyalwar S S, Fleisher S M. A modified design of trellis-coded MPSK for the fading channel. *IEEE Trans Commun*, 1993, 41(6): 874-882

A type of MTCM-OFDM system model and its performance analysis

Yang Cheng, Liu Qi, Wang Shubing, Zhou Zheng

(Wireless Network Lab of Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

(Key Lab of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing 100876)

Abstract

By applying the technique of multiple trellis coded modulation (MTCM) to an orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, the paper proposes a type of MTCM-OFDM system model, and gives the results of analysis and simulation of it. The analysis indicates that the MTCM has its exclusive merit that the information rate and frequency band utilization are not sacrificed after coding and modulating, and an OFDM system in combination with MTCM can enlarge the signal Euclidean composed by k sub carriers signals, so the bit error rate (BER) performance is improved. According to the MTCM design, the output sequences from different state can have much larger Euclidean distance. Based on this fact, the symbols carried by sub carriers can be determined by two steps: first, the state sequence of the trellis diagram can be determined for a larger probability by the maximum likelihood sequence detection method, and then the symbol sequence is determined between the two successive determined states. This algorithm is advanced based on the design character of MTCM, so its decoding delay is lower and the complexity is reduced. The BER performance can approach that of the direct maximum likelihood detection. The theoretic analysis and the Monte-Carlo simulation results can prove the above performance features.

Key words: multiple trellis coded modulation (MTCM), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), Euclidean distance, metric