

卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统性能分析

付贵阳, 李晓燕

(江西师范大学 物理与通信电子学院, 江西 南昌 330022)

摘要: 简要介绍了卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的理论基础, 从理论上分析了 MT-CDMA 在瑞利衰落信道下的误码性能, 并从仿真的角度论证了编码后的 MT-CDMA 较未编码的 MT-CDMA 在频率选择性衰落信道下误码率能得到显著改善。

关键词: 卷积编码 维特比译码 码分多址 正交频分复用 频率选择性衰落多径信道

DS-SS-CDMA 多址技术已经广泛应用于无线通信领域, 如 IS-95, 但是 DS-SS-CDMA 通信系统的容量受限于多址干扰 (MAI) 和符号间干扰 (ISI)^[1], 尤其在高速数字通信中, ISI 的影响尤为明显。OFDM^[2] 技术由于将传送的信息分散到多个子载波上, 降低了各子载波的信号速率, 使得符号周期比回波延迟长, 从而能够有效地对抗高速通信系统中的 ISI 和 ICI。MT-CDMA (Multitone CDMA) 是由比利时的 L.Vandendorpe^[3] 提出的。它将 OFDM 技术应用于 CDMA, 从而使 MT-CDMA 能够较好地克服 ISI 和 ICI 造成的不良影响。Ungerboeck 在参考文献 [4] 中指出, 在不增加信号的平均功率条件下, 改善整个系统的误码率性能, 可以在调制前对信号进行纠错编码, 以增加信号点间的距离 (欧几里德距离), 增加抗干扰能力, 提高系统的性能。考虑到 MT-CDMA 在频率选择性衰落信道下, MT-CDMA 误码率曲线随着信噪比的增大下降得比较慢。本文尝试将信道编码技术与 MT-CDMA 技术结合起来, 用以改善系统性能, 取得了较好的结果。

1 卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统理论分析

卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的发射端系统框图如图 1 所示。假设输入端有 $K+1$ 个用户, 考虑第 k 个用户 ($0 \leq k \leq K$)。输入速率为 N_s/T QPSK 符号流, 经过串并变换后, 分流到 N_s 路并行的正交载波上, 调制后的子载波符号持续时间为 T , 子载波的频率为 $f_p=f_0+p/T$, $p=0, 1, 2, \dots, N_s-1$ 。

第 k 个用户的扩频序列记为 $c_k(t)$, 码片的持续时间为 $T_c=T/N_c$, N_c 为扩频码的周期。这样发射端的信号为:

$$x_k(t) = \sqrt{2P} \sum_{p=0}^{N_s-1} \text{Re}[c_k(t)d_{p,k}(t)e^{j2\pi f_p t}] \quad (1)$$

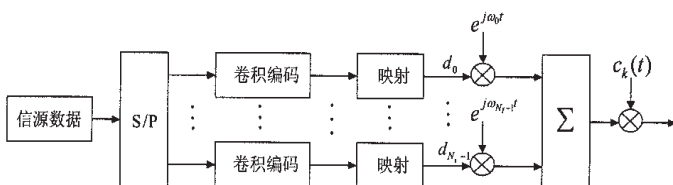


图 1 卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的发射端系统框图

式中, $c_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_k^n P_{T_c}(t-nT_c)$, $P_{T_c}(t)$ 是宽度为 T_c 的矩形波; $d_{p,k}(t) = b_{p,k,c}(t) - jb_{p,k,s}(t)$ 是第 k 个用户的符号波形; P 为所有用户的发射功率, 在不考虑远近效应的情况下, 所有用户到达基站的功率相等。

假设接收第 0 个用户发送过来的信号的接收端系统框图如图 2 所示。假设信道是衰落的多径信道, 其冲激响应为^[3]:

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^L \beta_{kl} \exp(j\gamma_{kl}) \delta(t-\tau_{kl}) \quad (2)$$

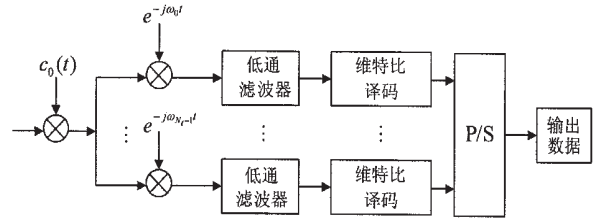


图 2 卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的接收端系统框图

式中, β_{kl} 是第 k 个用户第 l 条路径的增益, 其服从瑞利分布; τ_{kl} 为第 k 个用户第 l 条路径的延迟; γ_{kl} 为信道附加相位。并且假设不同用户、不同路径的 β 、 γ 和 τ 是独立同分布的, 平坦衰落信号满足如下所示的瑞利分布:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & (0 \leq r < \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (3)$$

式中, σ 是接收电压信号的均方根值。

那么, 信号经过这样一个衰落多径信将叠加上 AWGN 噪声, 此时的信号记为 $r(t)$ 。

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{p=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^L \beta_{0l} c_0(t-\tau_{0l}) d_{p,0}(t-\tau_{0l}) \cdot e^{j[2\pi f_0(t-\tau_{0l}) + 2\pi p(t-\tau_{0l})/T + \gamma_{0l}]} + \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{N_s-1} \sum_{l=0}^L \beta_{kl} c_k(t-\tau_{kl}) d_{p,k}(t-\tau_{kl}) \cdot e^{j[2\pi f_0(t-\tau_{kl}) + 2\pi p(t-\tau_{kl})/T + \gamma_{kl}]} + n(t) \quad (4)$$

在这里, 采用相关接收, 即 $\tau_{00}=0$, $\gamma_{00}=0$ 。可以通过下面两式来获得第一个用户, 第 q 个子载波 QPSK 调制符

号的同相分量和正交分量^[3]:

$$z_{q,0,l} = \int_0^T r(t)c_0(t)\cos(2\pi f_c t)dt \quad (5)$$

$$z_{q,0,Q} = \int_0^T r(t)c_0(t)\sin(2\pi f_c t)dt \quad (6)$$

把式(4)代入式(5)、(6)可以得到^[3]:

$$z_{q,0,l}^0 = \sqrt{P/2}\beta_{0l}Tb_{q,0,c}^0 + \sqrt{P/2}[b_{q,0,c}^{-1}X_{qq,0}^{cc} + b_{q,0,c}^0\hat{X}_{qq,0}^{cc}] + \sqrt{P/2}[b_{q,0,s}^{-1}X_{qq,0}^{cs} + b_{q,0,s}^0\hat{X}_{qq,0}^{cs}] \quad (7a)$$

$$+ \sqrt{P/2} \sum_{p=0, \neq q}^{N_f-1} \{b_{p,0,c}^{-1}[X_{pq,0}^{cc} - X_{pq,0}^{ss}] + b_{p,0,c}^0[\hat{X}_{pq,0}^{cc} - \hat{X}_{pq,0}^{ss}]\} + \sqrt{P/2} \sum_{p=0, \neq q}^{N_f-1} \{b_{p,0,s}^{-1}[X_{pq,0}^{cs} + X_{pq,0}^{sc}] + b_{p,0,s}^0[\hat{X}_{pq,0}^{cs} + \hat{X}_{pq,0}^{sc}]\} + \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{N_f-1} \{b_{p,k,c}^{-1}[X_{pq,k}^{cc} - X_{pq,k}^{ss}] + b_{p,k,c}^0[\hat{X}_{pq,k}^{cc} - \hat{X}_{pq,k}^{ss}]\} + \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{N_f-1} \{b_{p,k,s}^{-1}[X_{pq,k}^{cs} + X_{pq,k}^{sc}] + b_{p,k,s}^0[\hat{X}_{pq,k}^{cs} + \hat{X}_{pq,k}^{sc}]\} + v_q^c$$

$$z_{q,0,s}^0 = \sqrt{P/2}\beta_{0l}Tb_{q,0,s}^0 + \sqrt{P/2}[b_{q,0,s}^{-1}X_{qq,0}^{cs} + b_{q,0,s}^0\hat{X}_{qq,0}^{cs}] - \sqrt{P/2}[b_{q,0,c}^{-1}X_{qq,0}^{cc} + b_{q,0,c}^0\hat{X}_{qq,0}^{cc}] + \sqrt{P/2} \sum_{p=0, \neq q}^{N_f-1} \{b_{p,0,s}^{-1}[X_{pq,0}^{cc} - X_{pq,0}^{ss}] + b_{p,0,s}^0[\hat{X}_{pq,0}^{cc} - \hat{X}_{pq,0}^{ss}]\} - \sqrt{P/2} \sum_{p=0, \neq q}^{N_f-1} \{b_{p,0,c}^{-1}[X_{pq,0}^{cs} + X_{pq,0}^{sc}] + b_{p,0,c}^0[\hat{X}_{pq,0}^{cs} + \hat{X}_{pq,0}^{sc}]\} + \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{N_f-1} \{b_{p,k,s}^{-1}[X_{pq,k}^{cc} - X_{pq,k}^{ss}] + b_{p,k,s}^0[\hat{X}_{pq,k}^{cc} - \hat{X}_{pq,k}^{ss}]\} + \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^K \sum_{p=0}^{N_f-1} \{b_{p,k,c}^{-1}[X_{pq,k}^{cs} + X_{pq,k}^{sc}] + b_{p,k,c}^0[\hat{X}_{pq,k}^{cs} + \hat{X}_{pq,k}^{sc}]\} + v_q^s$$

式中, $b_{p,k,c}^{-1}$ 和 $b_{p,k,c}^0$ 分别表示第 k 个用户第 q 个载波的前一接收同相分量和当前接收分量, v_q^c 和 v_q^s 是均值为 0、方差为 $N_0T/4$ 的高斯白噪声。在式(7)中,

$$X_{pq,k}^{xy} = \sum_{l=0}^L \beta_{kl} g(\Psi_{kl}^p) R_{pq,k}^x(\tau_{kl}) \quad (8)$$

$$\hat{X}_{pq,k}^{xy} = \sum_{l=0}^L \beta_{kl} g(\Psi_{kl}^p) \hat{R}_{pq,k}^x(\tau_{kl}) \quad (9)$$

$y=c$ 时 $g(\Psi_{kl}^p) = \cos(\Psi_{kl}^p)$, $y=s$ 时 $g(\Psi_{kl}^p) = \sin(\Psi_{kl}^p)$ 。

上两式中:

$$R_{pq,k}^{xy}(\tau_{kl}) = \int_0^{\tau_{kl}} a_k(t-\tau_{kl}+T)a_0(t)f[2\pi(p-q)/T]dt \quad (10)$$

$$\hat{R}_{pq,k}^x(\tau_{kl}) = \int_{\tau_{kl}}^T a_k(t-\tau_{kl})a_0(t)f[2\pi(p-q)/T]dt \quad (11)$$

从式(7)中可以看到,当只有一个用户也即 $k=0$, $p=q$ 时,存在着由多径造成的符号间干扰和同一载波间的同相分量和正交分量的干扰;当 $k=0$, $p \neq q$ 时,存在着不同载波频率间的干扰;当 $k \neq 0$ 时,存在着多址干扰。式中的最后一项是高斯白

噪声。

接下来对经过解扩解调后的 $z_{q,0,l}$ 进行分集合并。假设分集的重数为 M ,合并采用的算法为最大比值合并算法,那么经过分集合并后的 $z_{q,0,l}$ 为^[3]:

$$z_{q,0,l,mrc}^0 = \sum_{i=0}^{M-1} \beta_{0i} z_{q,0,l}^0 = \sqrt{P/2} T b_{q,0,c}^0 \sum_{i=0}^{M-1} \beta_{0i}^2 + \sum_{i=0}^{M-1} \beta_{0i} N_{0i} \quad (12)$$

式中, β_{0i} 为路径增益。

可以看到,式(7)是由独立同分布的几个干扰分量组成,根据中心极限定理,可以把整个干扰分量近似为高斯分布。通过计算 $z_{q,0,l,mrc}^0$ 的均值和方差可以得到路径增益 β_{0i} 一定时的比特错误概率^[3]:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [E(z_{q,0,l,mrc}^0) / \sqrt{2 \times \operatorname{Var}(z_{q,0,l,mrc}^0)}] = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \left[\frac{\sum_{i=0}^{M-1} \alpha_{0i}^2}{\left(\frac{\bar{E}_s}{N_0} \right)^{-1} + 4[(L+K)+KL]} \right]^{0.5} \right\} \quad (13)$$

$$\left[\left(\frac{1}{3N_c N_t} + \sum_{p \neq q}^{N_f-1} \frac{E[(R_{pq,k}^{cc})^2] + E[(R_{pq,k}^{ss})^2]}{T^2} \right) \right]^{0.5}$$

式中, $\alpha_{0i} = \beta_{0i} / \sqrt{2} \sigma$, $\bar{E}_s = E_s \cdot 2\sigma^2$, 为接收信号的平均能量,

$E(x)$ 为求期望平均值。 $\sum_{i=0}^{M-1} \beta_{0i}^2$ 的概率密度为:

$$f_{\sum_{i=0}^{M-1} \beta_{0i}^2}(r) = \frac{1}{2\sigma^2(M-1)!} \left(\frac{r}{\sigma^2} \right)^{M-1} e^{-\frac{r}{\sigma^2}} \quad (14)$$

所以平均误比特率为:

$$P_{e, \text{average}} = \int_0^{\infty} f_{\sum_{i=0}^{M-1} \beta_{0i}^2}(r) P_e(r) dr \quad (15)$$

2 卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统性能分析

下面将通过仿真手段分析卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统在多径信道下的误码性能。卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的基带仿真模型如图 3 所示。

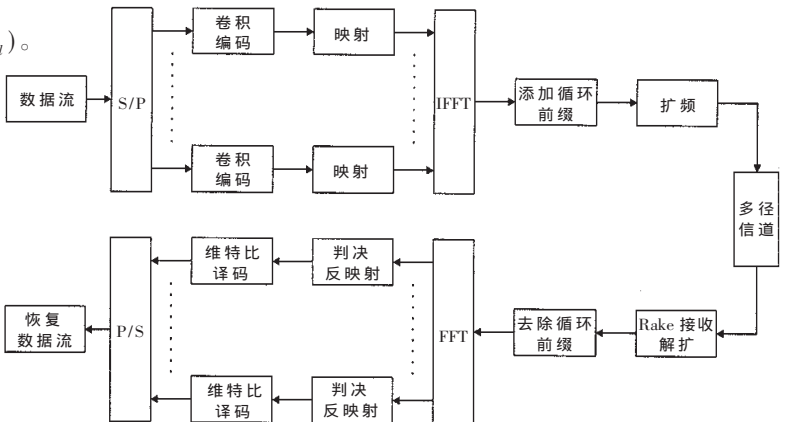


图 3 卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的基带仿真模型

图中,笔者仿真了单用户情况下的未编码 MT-CDMA 通信系统和卷积编码与 MT-CDMA 相结合的通信系统的误比特性能。假设在一个 OFDM 码元内是慢衰落的,仿真参数如表 1 所示。

表 1 未编码 MT-CDMA 通信系统和卷积编码与 MT-CDMA 仿真参数

参数	参数值
编码方式	(2,1,3)卷积码
译码算法	译码深度 $\delta=15$ 的硬判决维特比译码器
调制方式	QPSK
载波数	16
载波间隔 (kHz)	312.5
FFT 点数	16
OFDM 符号间隔	4 μ s
保护间隔	800ns
扩频增益	127
数据率	8Mbps
多径类型	瑞利衰落的三条多径,最大时延 250 μ s,衰落参数 $\beta=1/\sqrt{2}$

仿真的误比特性能如图 4 所示。从图 4 可以看到,编码后的 MT-CDMA 通信系统性能要明显优于未编码的 MT-CDMA 通信系统性能。随着 E_b/N_0 的增大,误比特率急剧下降。

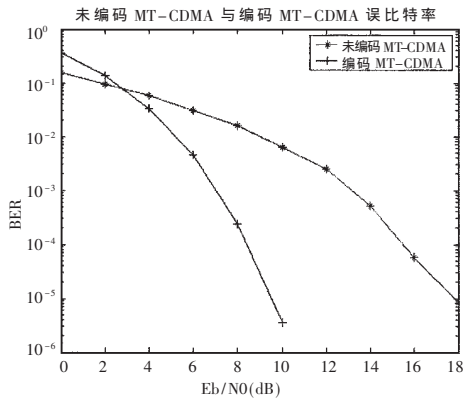


图 4 多径瑞利衰落信道下未编码和编码 MT-CDMA 误比特率图

下面进一步讨论扩频增益与载波数之比 $L_c:N_t=31:4$ 和 $L_c:N_t=127:16$ 时编码 MT-CDMA 通信系统误比特率,以及不同的多径时延对编码 MT-CDMA 通信系统误比特率的影响。仿真结果如图 5 和图 6 所示。从图 5 可以看到,扩频增益越大,载波数越多,编码 MT-CDMA 通信系统误比特率性能越好。从图 6 可知,当保护间隔为 20 个样本点、约占整个 OFDM 码元的 1/5 时,误比特率可以达到 10^{-6} 数量级,可见保护间隔取整个 OFDM 码元时间的 1/5 是可取的。当多径时延在保护间隔之内时,误比特率很小,当多径时延大于保护间隔时,由于符号间的干扰,误比特率迅速上升。

本文研究了多载波 CDMA 技术,并就其中的 MT-CDMA 方案进行了理论分析。MT-CDMA 综合了 OFDM 技术与 CDMA 技术的优点。两者结合,一方面可以有效

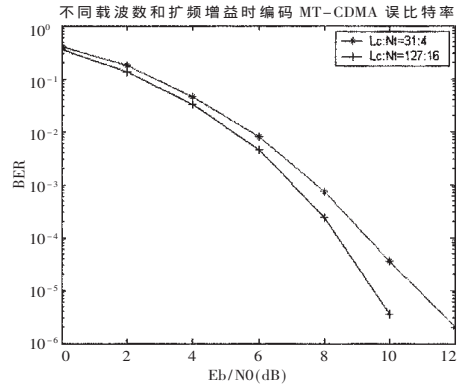


图 5 不同载波数和扩频增益时编码 MT-CDMA 通信系统误比特率

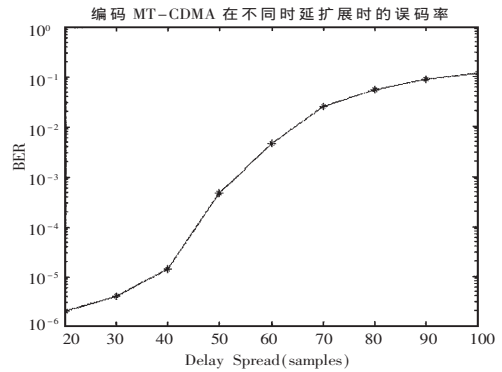


图 6 编码 MT-CDMA 在不同时延扩展时的误码率

对抗由于多径干扰而引起的符号间干扰,另一方面,由于 MT-CDMA 采用了长扩频码,在同一频率范围内可以容纳更多的用户数。考虑到在频率选择性衰落信道下,MT-CDMA 误码率曲线随着信噪比的增大下降的比较慢。本文尝试了将信道编码技术与 MT-CDMA 技术结合起来,仿真结果表明:编码 MT-CDMA 通信系统较之未编码 MT-CDMA 系统同一误码率时信噪比有所改善。因此编码 MT-CDMA 可以更有效地对抗频率选择性瑞利衰落。本文还改变了载波数、扩频增益和时延扩展等仿真参数,仿真结果表明:随着载波数和扩频增益的扩大,系统误码性能将进一步得到改善。

参考文献

- 1 Jhong S L, Leonard E. Miller. CDMA 系统工程手册[M]. 北京:人民邮电出版社,2001
- 2 Weinstein S, Ebert P. Data transmission by Frequency-Division multiplexing using the discrete fourier transform. IEEE Transactions on Communications [legacy, pre-1988]. 1971; 19(15): 628~634
- 3 Vandendorpe L. Multitone spread spectrum multiple access communications system in a multipath Rician fading channel. IEEE Transactions on Vehicular Technology, May 1995; 44 (2):327~337
- 4 Ungerboeck G. Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I: introduction. IEEE Communication Magazine, 1987; 25(2): 5~11 (收稿日期:2006-05-12)