

码片均衡导频抵消 Rake 联合接收

吴启晖** 陈 玉* 赵春明*

*(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

** (解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘 要: 码片均衡是提高第三代移动通信系统性能的关键技术之一。为了增强码片均衡器的性能, 该文提出了一种新的码片均衡导频抵消 Rake 联合接收机方案, 给出了导频抵消算法, 分析了 3 种典型的码片均衡器及低扩频比下的 Rake 接收与导频抵消的一些特征。计算机模拟结果证明与码片均衡器相比, 联合接收机无论在小扩频比还是大扩频比, 一般信道还是严重失真信道的条件下, 均有较大的性能增益。

关键词: 码片均衡, 导频抵消, Rake 接收, 第三代移动通信系统

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)03-0380-04

Chip Equalizer Combined with Pilot Cancellation and Rake

Wu Qi-hui** Chen Yu* Zhao Chun-ming*

* (National Mobile Communications Res. Lab., Southeast University Nanjing 210096, China)

** (Inst. of Comm. Eng. of PLA University of Science and Technology Nanjing 210007, China)

Abstract Chip equalization is one of the key technologies for improving the performance of the 3rd generation mobile communication system. In order to enhance the performance of the chip equalizer, a new scheme of chip equalizer jointed with pilot cancellation and Rake is presented in this paper. Computer simulations show that the new scheme effectively improves the performance of the receiver.

Key words Chip equalization, Pilot cancellation, Rake, The 3rd generation mobile communication

1 引言

目前, 第三代移动通信系统正处于深入研究与商业化的进程中。它的重要特征之一就是支持多媒体业务。多媒体业务意味着能够同时传输几种类型的信息(如语音、视频和数据), 这些信息的比特率有很大的不同, 为了适应不同速率的信息在固定传输带宽中传输的要求, 需要采用可变扩频技术, 扩频比的变化范围一般为 4~512。由于多径衰落的影响, 移动信道会引起码片间的多径干扰以及多址干扰。传统的 Rake 接收机在扩频比较大时, 通过 OVSF 码和扰码可有效地抑制多径干扰, 达到系统性能的要求。当采用小的扩频比来适应高速信息速率用户的需求时, 由于 OVSF 码和扰码的部分自相关特性不理想, 不能有效地抑制多径干扰, RAKE 接收机性能受路径间干扰(IPI)的影响而严重下降, 使其不能满足系统的要求。同时, 当系统中用户数较多时, 传统的 Rake 接收亦显不足^[1,2]。

为了满足第三代移动通信系统中高速数据传输和用户数较多时的需求, 需要采用性能更优越的接收技术。码片均衡被证明是一种很有效地方法, 它可以恢复扩频码的正交

性, 从而有效地抑制多址干扰, 提高系统的性能, 适用于第三代移动通信系统的下行链路信号接收^[3,4]。

当信道失真严重, 也就是信道中有深度频谱衰落时, 接收信号经过线性均衡后仍存在较强的多径分量, 不能取得满意的结果^[5], 这时就需要采用非线性均衡器。然而, 移动用户无法知道其它用户的信号, 从而无法知道接收信号中每个码片的值, 因而无法采用非线性均衡器进行码片均衡, 此时可以采用均衡与 Rake 进行联合接收。当扩频因子较小时, 导频信号对用户干扰也较为严重, 此时又可以采用导频抵消来减小导频引起的多址干扰, 从而进一步提高扩频通信系统的性能。本文提出一种码片均衡导频抵消 Rake 联合接收机方案, 给出导频抵消算法, 分析了 3 种典型的码片均衡器及低扩频比下导频抵消及 Rake 接收的一些特征。计算机模拟结果证明了码片均衡导频抵消 Rake 联合接收有效地提高了系统的性能。

2 码片均衡导频抑制 Rake 联合接收方案及系统模型

在本文中, 主要考虑第三代移动通信系统(WCDMA)

下行链路的信号接收, 因此, 系统中基站所发出的信号是通过相同的信道到达移动终端的。WCDMA 系统下行链路码片均衡导频抑制 Rake 联合接收方案及系统模型如图 1 所示。

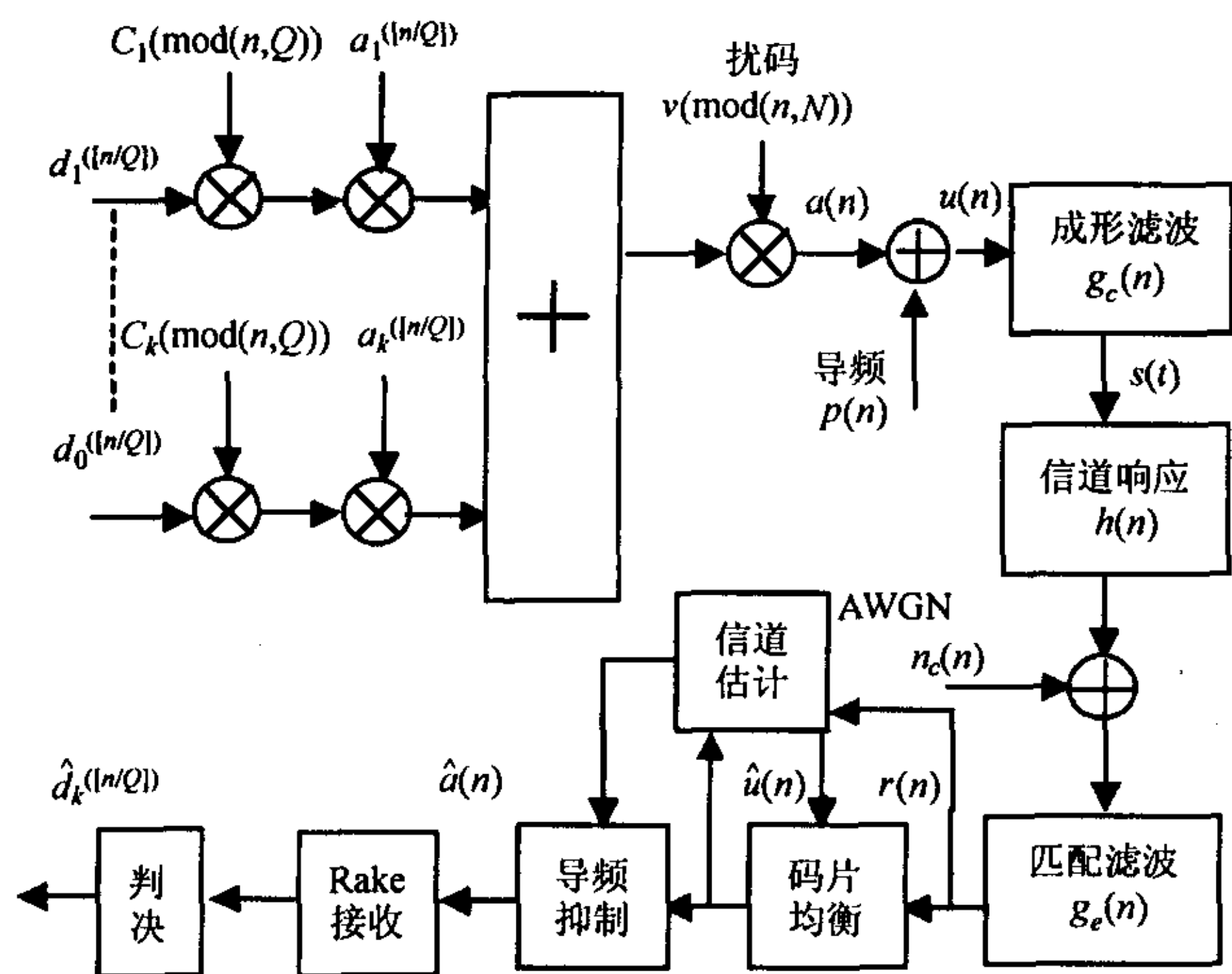


图 1 WCDMA 下行链路码片均衡导频抑制 Rake 联合接收方案及系统模型

在此系统模型中, 假定信道冲激响应在一定的时间间隔内是不变的, 这样就可以用 $h(n)$ 来表示。为了简化表示, 将成形滤波、信道响应与接收匹配滤波看成等效信道冲激响应, 即 $h_{\text{eff}}(n) = g_c(n) * h(n) * g_e(n)$ 。若假设等效信道冲激响应长度为 L , 均衡器长度为 J , 接收的复数基带信号为

$$r(n) = Hu(n) + n(n) \quad (1)$$

式中, $H \in C^{J \times (J+L)}$ 是由等效信道冲激响应组成的信道矩阵, $u(n) \in C^{J+L}$ 是成形滤波之前的信号矢量, $n(n) \in C^J$ 是经过匹配滤波后的噪声矢量, 即噪声序列 $n(n) = g_e(n) * n_c(n)$ 。

均衡器的抽头系数用 $w(n)$ 来表示, 则均衡器输出信号

$$\hat{u}(n) = w(n)^T r(n) \quad (2)$$

经过导频抑制, 信号表示为

$$\hat{a}(n) = \hat{u}(n) - w(n)^T H p(n) \quad (3)$$

式中 $p(n)$ 为导频信号矢量。Rake 接收后, 信号表示为

$$\hat{d}_k^{(l/n/Q)} = \sum_{l=1}^n c_l^k \hat{a}(n - n_{\tau_l}) \quad (4)$$

其中 c_l^k 表示第 k 个用户 Rake 第 l 个叉指的权系数, n_{τ_l} 表示第 l 条路径的时延。

3 基于信道估计的码片均衡

在 WCDMA 与 CDMA2000 系统中都有导频信道, 利用导频辅助的码片均衡器其性能要优于盲与半盲的码片均衡器。本方案中采用的是基于导频辅助的码片均衡器。这样的均衡器与传统的均衡器有很大的不同, 传统的均衡器采用的参考序列就是发送的训练序列, 而码片均衡器的参考序列是导频信号, 它是发送信号的一部分。因此采用传统的均衡算法, 其误差信号不仅包含了经过均衡后的接收信号和导频信号的误差, 还包括了多用户信号, 这样就造成了均衡器在很

低的信噪比下, 进行自适应调整, 从而误差大, 收敛速度慢。这样就需要对均衡器算法进行改进, 以适应 CDMA 系统的要求。改进的基本思路是将信道估计引入到均衡中来。3 种典型的算法分别是 LMMSE, MRLS 和 Griffith。

3.1 LMMSE 算法

传统的 MMSE 均衡器系数是通过维纳-霍夫方程得到的^[6]:

$$w_{\text{opt}} = R^{-1} p \quad (5)$$

其中 R 是均衡器输入信号的自相关矩阵, p 是输入信号与参考信号的互相关矢量。

LMMSE 码片均衡器的系数是这样得到的^[7]:

$$w = (HH^H + \delta_n I)^{-1} H \delta_D \quad (6)$$

式中 H 为 $(L-1+M) \times M$ 信道卷积矩阵, M 为均衡器的长度, L 为信道冲激响应的长度。 $\delta_n = \sigma_n^2 / \sigma_s^2$ 为噪信比, I 为 $M \times M$ 单位阵, $\delta_D = [0 \ 0 \ \dots \ 1_D \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times (L+M-1)}^T$ 。信道卷积矩阵与信噪比都是通过信道估计得到的。

3.2 MRLS (修正的 RLS) 算法

RLS 算法是这样迭代的^[2]:

$$w(n) = w(n-1) + \frac{R^{-1}(n-1)}{\lambda + r(n)^H R^{-1}(n-1) r(n)} r(n) [u^*(n) - \hat{u}^*(n)] \quad (7)$$

$$R^{-1}(n) = (R^{-1}(n-1) - \frac{R^{-1}(n-1) r(n) r(n)^H}{\lambda + r(n)^H R^{-1}(n-1) r(n)} R^{-1}(n-1)) / \lambda \quad (8)$$

由于移动用户无法知道系统中其它用户的信号, 所以 $u(n)$ 无法得到, 若用导频信号 $p(n)$ 替代 $u(n)$, 则其它用户的信号就成为干扰信号, 从而使均衡器工作在很低信噪比条件下, 收敛速率慢, 误差大, 甚至无法收敛。MRLS 算法如下^[2]:

$$w(n) = w(n-1) + \frac{R^{-1}(n-1)}{\lambda + r(n)^H R^{-1}(n-1) r(n)} [h - r(n) * \hat{u}^*(n)] \quad (9)$$

式中 $h = E\{u^*(n) r(n)\} \approx 4E\{p^*(n) r(n)\}$ 。由于 $u(n)$ 中各用户信号之间是通过沃尔什码正交的, 且导频信号能量是总信号能量的四分之一, 这样就可以通过对导频信号的信道估计来替代整个信号的信道估计。对比式(7)与式(9), 可以发现修正的算法是用 $h = E\{u^*(n) r(n)\}$ 替代了 $u^*(n) r(n)$, 修正后的 RLS 码片均衡器性能明显提高。

3.3 Griffith 算法

Griffith 算法是将信道估计引入 LMS 算法而得到的, LMS 算法迭代式如下:

$$w(n+1) = w(n) + \alpha r(n) [u^*(n) - \hat{u}^*(n)] \quad (10)$$

式中 α 为步长。修正的方法也是用 $h = E\{u^*(n) r(n)\}$ 替代了 $u^*(n) r(n)$ 得到新的迭代式^[2]

$$w(n+1) = w(n) + \alpha [h - r(n) \hat{u}^*(n)] \quad (11)$$

通过 3 种典型的码片均衡器与传统的均衡器的对比, 可

以看出码片均衡器不能用瞬时误差作为均衡器系数的调整参量,必须引入信道估计采用统计平均的方法来修正均衡器的算法。码片均衡器与传统均衡器相比还有一个显著的不同点,就是它无法知道码片级符号,因为其它用户的信号是未知的。当信道失真严重时,便无法采用非线性均衡的方法,这就需要与其它方法相结合提高系统的性能。

4 导频抵消与 Rake 接收

为了保证信道参数估计的准确性,导频信道的发射功率通常高于用户业务信道,这样会对用户业务信道产生额外的多址干扰,特别是在低扩频比下,由于信号部分自相关特性很差,这样的影响就更为严重,因此有效地抵消导频干扰是进一步改善系统性能和提高系统容量的重要途径。

在联合接收方案中,若导频抵消在均衡之前,则均衡器将无法利用导频信号进行调整,因此导频抵消模块置于码片均衡器之后,为了有效地进行导频抵消,需要估计出信道冲激响应,这里的信道是指等效信道与均衡器的合成,即

$$h'(n) = h_{\text{eff}}(n) * w(n) \quad (12)$$

假设移动信道为频率选择性慢衰落信道模型,则可以认为 $c_l(t)$ 在一个信道估计区间内近似为常数 c_l 。由此可以得到其估计值为

$$\hat{c}_l = \frac{1}{NE_c} \sum_{n=1}^N \hat{u}(n+n_{t_l}) p^*(n) = c_l + N_a + N_c + N_z \quad (13)$$

其中, N_a 、 N_c 和 N_z 分别为扩频序列的相关特性不够理想所造成的多径干扰、其他用户所引入的多址干扰以及复高斯白噪声通过相关信道估计器后产生的输出; N 为信道估计的积分区间; E_c 为导频信道在一个 Chip 之内的发送能量。

对于第 k 个码道的信号进行 Rake 解调和最大比合并后,得到最优判决变量:

$$\begin{aligned} v_k(m) &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{c}_l^* \sum_{n=mM}^{mM+M-1} \hat{u}(n+n_{t_l}) C_k(n-m) r^*(n) \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} \hat{c}_l^* \sqrt{P_k} c_l d_k(m) + v_k^p(m) + v_k^q(m) + z'(m) \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $v_k^p(m)$ 为导频信道所引入的码道间干扰, $v_k^q(m)$ 为所有用户码道对当前所接收码道的互干扰; $z'(m)$ 为 Rake 输出中的噪声分量; P_k 为第 k 个码道的发射功率,导频信道发射功率为 P_0 ; $C_k(n)$ 表示第 k 个 OVFSF 信道化码。进一步推导,可以得到

$$v_k^p(m) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{i=0}^{L-1} \hat{c}_i^* c_i \sum_{n=mM}^{mM+M-1} \sqrt{P_0} r(n-n_{t_i}+n_{t_l}) C_k(n-m) r^*(n) \quad (15)$$

$v_k^p(m)$ 为导频信道所引入的确知的干扰项,可以从最大比合并后的输出信号中消除;而 $v_k^q(m)$ 为所有用户码道对当前所接收码道的互干扰,对于下行链路接收想消除并不容易。导频抵消后的 Rake 输出为

$$\hat{d}_k(m) = v_k(m) - v_k^p(m) \quad (16)$$

导频抵消也可以在 Rake 分集合并之前进行,则该导频抵消算法如下:

$$\hat{a}(n) = \hat{u}(n) - p(n) * h'(n) \quad (17)$$

由于 Rake 接收是一种线性变换,所以导频抵消无论在 Rake 分集合并之前,还是之后进行,其性能是一致的,只是实现时硬件设计有所区别。

现在我们来分析一下低扩频比下的 Rake 接收,导频抵消的一些性能特征。最大比值合并 Rake 接收机的平均误码率为^[8]

$$P_e = [P(\bar{\gamma})]^{L_c} \sum_{l=0}^{L_c-1} \binom{L_c-1+l}{l} [1-P(\bar{\gamma})]^l \quad (18)$$

式中 $P(\bar{\gamma}) = (1/2)(1 - \sqrt{\bar{\gamma}/(1+\bar{\gamma})})$; $\bar{\gamma} \geq 0$, $\bar{\gamma} = \Omega[1/(2(KL_p - 1)/3N) + 1/\gamma]$; $\gamma = E_b/N_0$; L_c 为 Rake 接收机抽头个数(分集支路数), L_p 为多径数目; K 为用户数; N 为扩频比; Ω 为平均路径接收功率。

当 N 减小,也就是扩频比减小,多址干扰与由自相关瓣引起的自干扰功率增强,平均信噪比降低, Rake 接收比最优径接收的增益减小。同样,导频对信号的干扰也就增强,从另一个角度说,导频抵消在低扩频比下,所获增益将更明显。

5 仿真分析

为了比较 Rake 接收、导频抵消 Rake 接收、码片均衡、码片均衡导频抵消和码片均衡导频抵消 Rake 联合接收的性能,现以 WCDMA 系统为例进行计算机模拟。码片速率是 3.84 Mcps,采用滚降系数为 0.22 的平方根升余弦成形滤波器,用户数为 4,调制方式为 QPSK,采用 ITU 建议的频率选择性信道及严重失真信道如表 1 所示。

表 1 计算机模拟信道参量

信道	参量	1	2	3	4	5	6
1	相对延迟 (ns)	0	310	710	1090	1730	2510
	平均功率 (dB)	0	-1.0	-9.0	-10.0	-15.0	-20
2	相对延迟 (ns)	0	300	600			
	平均功率 (dB)	-6.0	0	-6.0			

通过图 2 可以看出:(1) 码片均衡接收的性能优于 Rake 接收,特别是在低扩频比下采用 Rake 接收会有“平台”效应,也就是由于多址干扰及部分自相关特性不理想,误比特率随着信噪比的提高没有显著减小,而码片均衡随着信噪比的提高,能更有效地抑制多径,从而使得误比特率显著减小。

(2) 导频抵消能够增加码片均衡与 Rake 接收的性能, 并随着信噪比的提高, 所获增益增大。(3) 码片均衡导频抵消接收和码片均衡导频抵消 Rake 接收性能相近, 这是因为该信道失真不是很严重, 码片均衡增强了主径的信号强度, 而有效地抑制了其它多径分量, 所以采用 Rake 以后并不能充分使用分集提高性能。

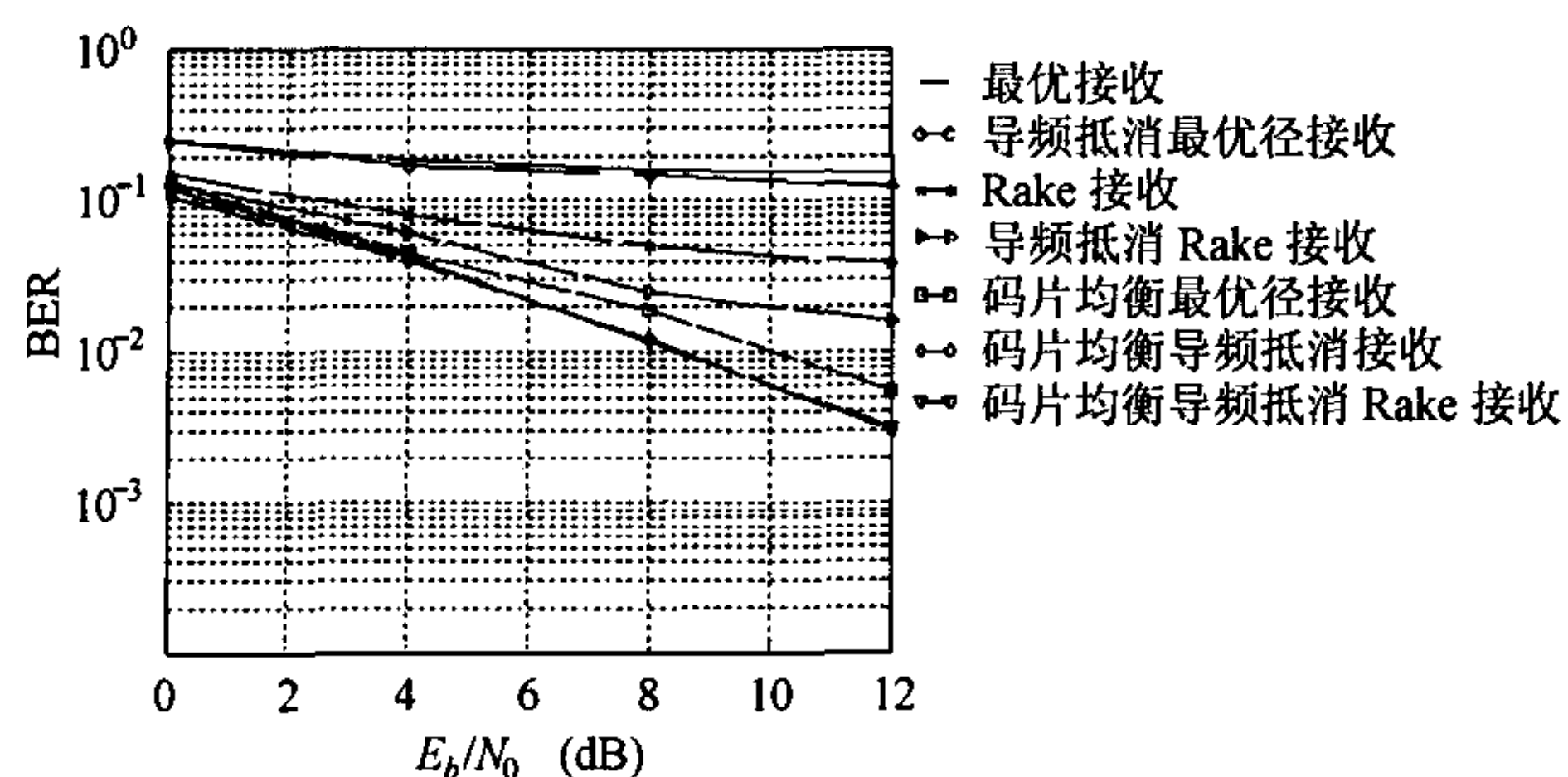


图2 扩频比为8信道1条件下的误比特率性能曲线

通过图2与图3的对比可以看出:(1) 失真严重的信道, 码片均衡导频抵消 Rake 接收在信噪比低的情况下优于没有 Rake 接收的性能。(2) 失真严重的信道通过导频抵消所获增益要强于其它信道。

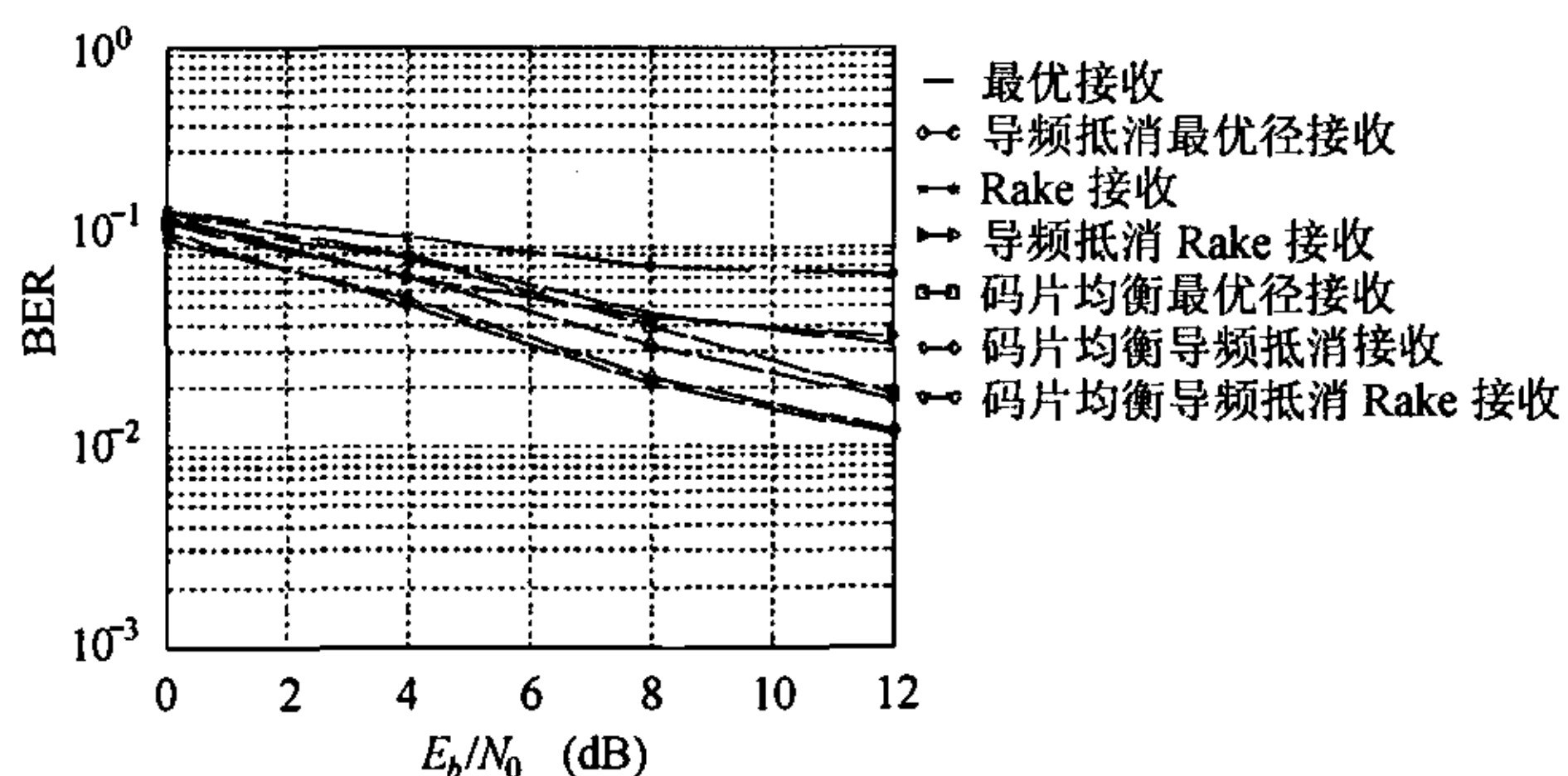


图3 扩频比为8信道2条件下的误比特率性能曲线

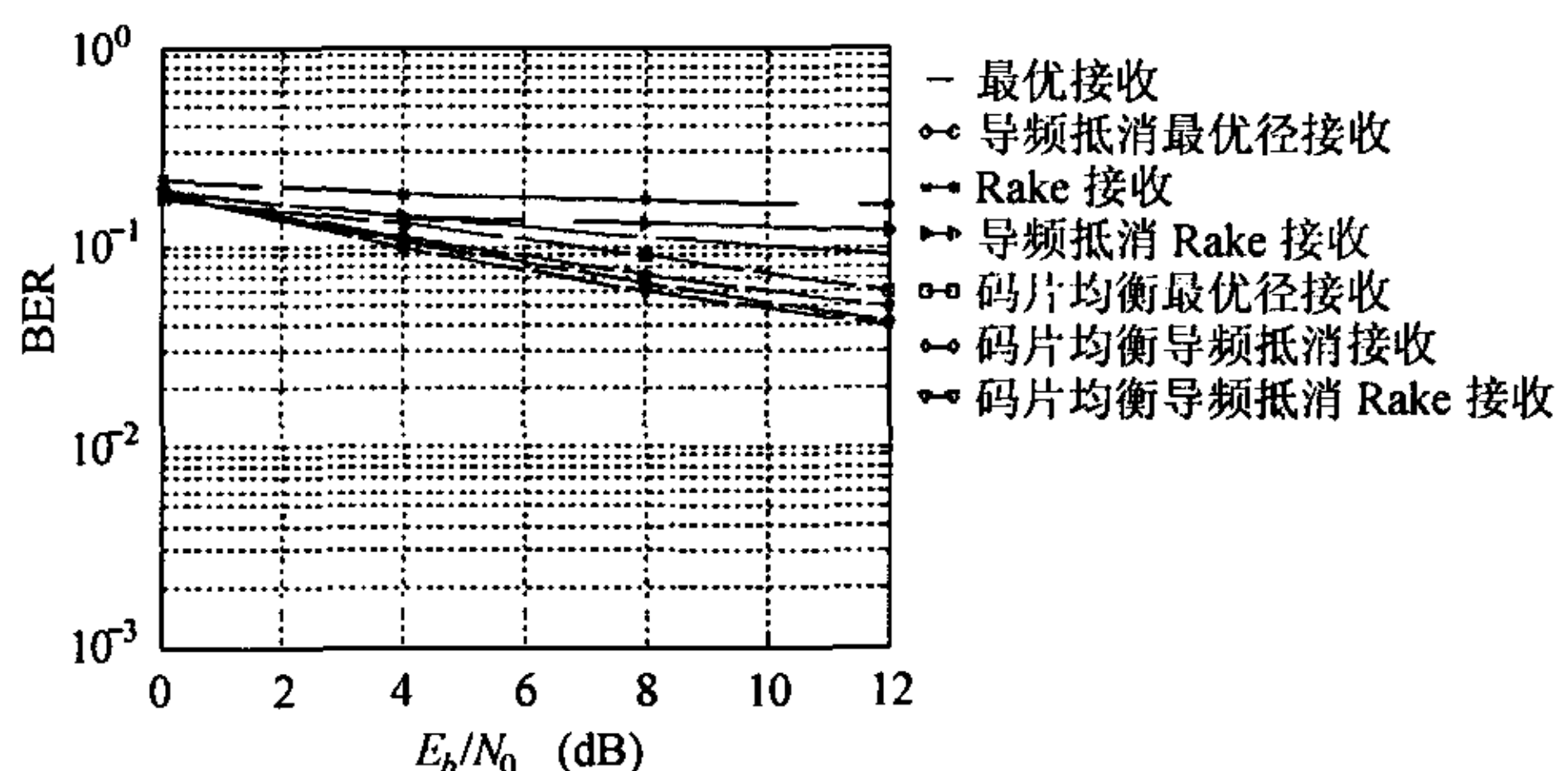


图4 扩频比为4信道2条件下的误比特率性能曲线

通过图3与图4的比较, 可以看出:(1) 扩频比降低后, 由于多址干扰加大及部分自相关特性更不理想, 采用码片均衡导频抵消 Rake 联合接收比码片均衡导频抵消接收所获的增益减小了。(2) 导频抵消则随着扩频比的降低, 所获增益增强了。

通过计算机模拟对比分析, 可以知道: 码片均衡导频抵消 Rake 联合接收技术提高了码片均衡的性能。当扩频比降低时, 导频抵消则可以在码片均衡的基础上进一步地提高系

统的性能, 而当扩频增大时, 通过导频抵消所获增益减小, 但通过 Rake 的分集合并提高了系统的性能, 同时当信道失真严重时, 联合接收技术也是非常有效的。

6 结束语

码片均衡技术是提高第三代移动通信系统性能的关键技术之一, 对码片均衡器进行有效的改进将进一步提高第三代移动通信系统的性能。理论分析与计算机模拟表明, 码片均衡导频抵消 Rake 联合接收技术无论在小扩频比还是大扩频比, 一般信道还是严重失真的信道情况下都将提高系统的性能。同时, 码片均衡导频抵消 Rake 联合接收还可以与软件无线电相结合, 进行动态配置来优化系统各参量。例如当进行话音通信时, 扩频比很大, 采用 Rake 接收就可满足系统的性能, 这时可屏蔽码片均衡与导频抵消模块, 从而节约系统处理资源, 并降低功耗。

参考文献

- [1] Hooli K, Juntti M. Inter-path interference suppression in WCDMA systems with low spreading factors [A]. VTC'99, IEEE [C], Rio de Janeiro Brazil: 1999: 421 - 425.
- [2] Prator O, Unger C, Zoch A, Fettweis G P. Performance of adaptive chip equalization for the WCDMA downlink in fast changing environments[A]. IEEE 7th Int. Symp. on Spread-Spectrum Tech. & Appl., Prague, Czech Republic: 2002: 273 - 277.
- [3] Hooli K, Latva-Aho M, Juntti M. Performance evaluation of adaptive chip-level channel equalizers in WCDMA downlink [A]. Proc. IEEE International Conference on Communications 2001, Helsinki Finland: 2001 vol. 6: 1974 - 1979.
- [4] Komulainen P, Heikkilä M J, Lilleberg J. Adaptive channel equalization and interference suppression for CDMA downlink [A]. IEEE International Symposium on Spread-Spectrum Techniques and Applications 2000, NJ: 2000, vol. 2: 363 - 367.
- [5] Rappaport T S. Wireless Communications Principles & Practice [M]. Beijing China: Publishing House of Electronics Industry, 1998: 312 - 316.
- [6] Haykin S. Adaptive Filter Theory[M]. Beijing, China: Publishing House of Electronics Industry, 2002: 102 - 103.
- [7] Montazeri M, Duhamel P. A set of algorithms linking NLMS and RLS algorithms[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1995, 43(2): 444 - 453.
- [8] 胡健栋, 郑朝晖. 码分多址与个人通信[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1996, 第六章.

吴启晖: 男, 1970年生, 博士后, 副教授, 研究方向为移动通信、短波通信、数字信号处理、软件无线电。

陈玉: 男, 1974年生, 博士生, 研究方向为通信理论、移动通信系统。

赵春明: 男, 1959年生, 博士后, 博士生导师, 研究方向为通信理论、移动通信系统、纠错编码技术、自适应滤波技术及通信专用集成电路设计。