

## 多载波直接序列扩频码分多址系统的性能分析<sup>1</sup>

谢仁宏 郭山红 盛卫星 孙锦涛 齐连宝

(南京理工大学电光学院 南京 210094)

**摘要** 本文将多载波发送信号技术应用于直接序列扩频码分多址系统中。发射机中直接扩频序列与数据序列相乘,然后调制多个载波;接收机对每个载波进行相关,相关器的输出用最大比值合并。这种发送信号具有很好的窄带干扰压缩性能。文中估计了存在部份带宽干扰下系统的性能,并与单载波直扩码分多址系统进行了比较。

**关键词** 码分多址,直扩,多载波,干扰

**中图分类号** TN919

### 1 引言

由于直接序列扩频(DS)技术具有多址能力,衰落的稳健性以及很好的抗干扰能力<sup>[1]</sup>,因而受到了广泛的重视。近年来,直接序列扩频技术已成功地应用到数字蜂窝移动通信系统中<sup>[2]</sup>。

本文中,我们将多载波发送信号技术应用于直接序列扩频码分多址系统中。发射机中,发送的数据序列与扩频序列相乘,然后调制  $M$  个载波;接收机对每个载波进行相关处理,  $M$  个相关器的输出用最大比值合并。这种系统具有下面的优点。第一,多载波系统具有窄带干扰压缩效果;第二,具有  $M$  个载波的多载波系统,整个带宽被分为  $M$  个等带宽的频带,扩频序列的码元宽度为单载波系统的  $M$  倍。系统中所需的扩频码速率比单载波系统低,这对低功耗设备是非常有益的。

多载波 DS 系统可分为两种类型:一是正交频分多址与码分多址组合<sup>[3,4]</sup>,另一种是窄带 DS 信号并行发送方案<sup>[5,6]</sup>。前一种系统中,扩频序列进行串并转换,每个码元调制不同的载波,载波的个数等于系统的处理增益。后一种系统可用的频带被分为  $M$  个等带宽的频带,每个频带用来发送同一个 DS 信号,载波的个数一般小于处理增益。两种系统相比,后者具有更简单的接收机结构。本文的讨论基于第二种系统。

### 2 系统模型

假设系统中用户数为  $K$ ,第  $k$  个用户的发射机结构如图 1 所示。 $d_h^{(k)}$  代表发送数据, $C_n^{(k)}$  为伪随机码扩频序列,周期为  $N$ 。对于  $K$  个不同的用户都具有不同的伪随机码序列。

假设发送数据序列的每一符号宽度为一个伪随机码周期;序列  $d_h^{(k)} \cdot C_n^{(k)}$  的每一码元能量为  $E_c$ 。 $d_h^{(k)} \cdot C_n^{(k)}$  通过一个冲激响应为  $h(t)$  的波形形成滤波器后,调制  $M$  个载波,然后发射出去。发射信号  $S_k(t)$  为

$$S_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_h^{(k)} \cdot C_n^{(k)} h(t - n \cdot T_c - \tau_k) \cdot \sqrt{2E_c} \sum_{m=1}^M \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}). \quad (1)$$

(1) 式中  $\theta_{k,m}$  为载波的随机相位,在  $[0, 2\pi)$  内服从均匀分布,  $\tau_k$  为随机延迟,在  $[0, N \cdot T_c)$  内服从均匀分布,  $T_c$  为码元宽度,  $M$  为载波个数。

第一个用户的接收机如图 2 所示。接收信号  $r(t)$  首先进行匹配滤波,再与  $M$  个载波进行相干解调,然后与第一个用户的伪随机码相关解扩,最后进行最大比值合并输出  $Z$ 。

考虑 AWGN 信道中存在部份带宽干扰,则  $r(t)$  为

<sup>1</sup> 1998-04-21 收到, 1999-01-17 定稿  
南京理工大学青年基金资助课题

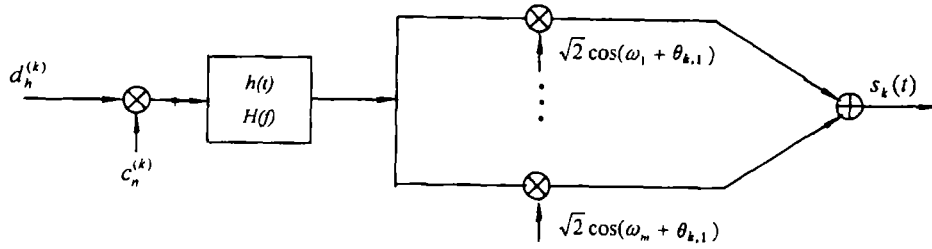


图 1 发射机框图

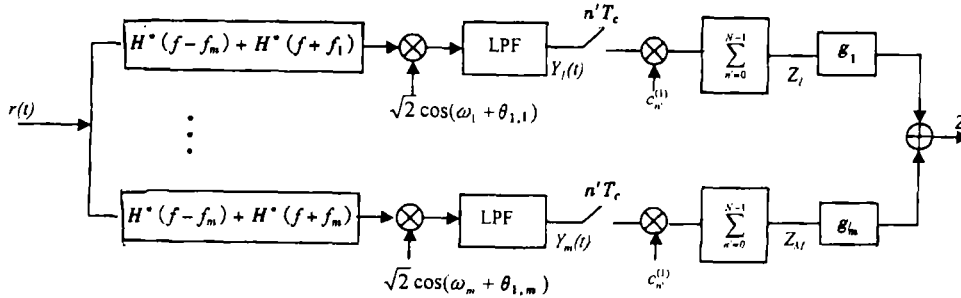


图 2 接收机框图

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \left\{ \sqrt{2E_c} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_h^{(k)} C_n^{(k)} h(t - n \cdot T_c - \tau_k) \cdot \sum_{m=1}^M \cos(\omega_m t - \theta_{k,m}) \right\} + n_\omega(t) + n_J(t). \quad (2)$$

(2) 式中,  $n_\omega(t)$  为加性高斯白噪声, 双边带功率谱密度为  $N_0/2$ ,  $n_J(t)$  为部份带宽高斯干扰, 功率谱密度为  $S_{nJ}(f)$ .

假定波形形成滤波器为升余弦函数滤波器,

$$X(f) = |H(f)|^2 = \begin{cases} \frac{1}{W}, & |f| \leq \frac{W}{2}(1 - \alpha); \\ \frac{1}{2W} \left\{ 1 - \sin \left[ \frac{1}{2 \cdot \alpha} \left( \frac{2\pi|f|}{W} - \pi \right) \right] \right\}, & \frac{W}{2}(1 - \alpha) \leq |f| \leq \frac{W}{2}(1 + \alpha); \\ 0, & \text{其他.} \end{cases} \quad (3)$$

$$F^{-1}[X(f)] \equiv x(t),$$

其中  $W = 1/T_c$ ,  $\alpha$  为滚降因子  $0 < \alpha \leq 1$ .

### 3 系统分析

假定载波与码已完全同步. 第  $i$  支路匹配滤波器输出为  $Y_i(t)$ , 则

$$Y_i(t) = S_{Y_i}(t) + I_{Y_i}(t) + J_{Y_i}(t) + N_{Y_i}(t). \quad (4)$$

(4) 式中  $S_{Y_i}(t)$  为信号输出 (假定  $\tau_i = 0$ );  $I_{Y_i}(t)$  为来自其他用户的干扰输出;  $J_{Y_i}(t)$  为部份带宽干扰输出;  $N_{Y_i}(t)$  为高斯噪声输出.

设第  $i$  支路的相关解扩输出为  $Z_i$ , 则

$$Z_i = S_{Zi} + I_{Zi} + J_{Zi} + N_{Zi}, \quad (5)$$

信号相关解扩输出:

$$S_{Zi} = \sqrt{E_c} \sum_{n'=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_h^{(1)} \cdot C_{n'}^{(1)} \cdot C_n^{(1)} x[(n' - n)T_c]. \quad (6)$$

因为对于  $n' \neq n$ ,  $x[(n' - n)T_c] = 0$ ;  $n' = n$ ,  $x[(n' - n)T_c] = 1$ ; 所以

$$S_{Zi} = \pm N \sqrt{E_c}. \quad (7)$$

设  $I_{Zi}$ ,  $J_{Zi}$ ,  $N_{Zi}$  的功率分别为  $N_{Ii}$ ,  $N_{Ji}$ ,  $N_{\omega i}$  且  $N_i = N_{Ii} + N_{Ji} + N_{\omega i}$ . 其中:

$$N_{Ii} = NR_{Ii}(0) + 2 \sum_{l=1}^{N-1} R_{Ii}(lT_c) \cdot \sum_{n'=l}^{N-1} C_{n'}^{(1)} \cdot C_{n'-l}^{(1)}, \quad (8)$$

$$N_{Ji} = NR_{Ji}(0) + 2 \sum_{l=1}^{N-1} R_{Ji}(lT_c) \cdot \sum_{n'=l}^{N-1} C_{n'}^{(1)} \cdot C_{n'-l}^{(1)}, \quad (9)$$

$$N_{\omega i} = N \cdot R_{Ni}(0) = \frac{N}{2} \cdot N_0. \quad (10)$$

上式中  $R_{Ii}(\tau)$ ,  $R_{Ji}(\tau)$ ,  $R_{Ni}(\tau)$  分别为  $I_{Yi}(t)$ ,  $J_{Yi}(t)$ ,  $N_{Yi}(t)$  的自相关函数.

最大比值合并输出  $Z$  为

$$Z = \sum_{i=1}^M g_i \cdot Z_i. \quad (11)$$

其中  $g_i$  为第  $i$  支路的增益. 当  $g_i = S_{Zi}/N_i$  时, 合并后的输出信噪比达到最大<sup>[7]</sup>, 合并输出信噪比  $\rho_m$ :

$$\rho_m = \sum_{i=1}^M \frac{S_{Zi}^2}{N_i} = \sum_{i=1}^M \frac{N^2 \cdot E_c}{N_i}. \quad (12)$$

由文献 [5] 得到来自其他用户干扰的功率谱密度  $S_{Ii}(f)$  为

$$S_{Ii}(f) = \frac{(K-1)E_c}{2T_c M} \cdot |H(f)|^4, \quad (13)$$

$$R_{Ii}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{Ii}(f) df = \frac{(K-1)E_c}{2T_c M} \int_{-\infty}^{\infty} x^2(f) df = \frac{(K-1)E_c}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right). \quad (14)$$

假定部份带宽干扰的功率谱密度  $S_{nJ}(f)$  为

$$S_{nJ}(f) = \begin{cases} \frac{N_J}{2}, & f_J - \frac{W_J}{2} \leq |f| \leq f_J + \frac{W_J}{2}; \\ 0, & \text{其他;} \end{cases} \quad (15)$$

式中  $f_J$ ,  $W_J$  分别为部份带宽干扰的中心频率和带宽. 将 (9),(10),(14) 式代入 (12) 式得到

$$\rho_m = N^2 E_c \sum_{i=1}^M \frac{1}{N[(K-1)E_c/2] \cdot (1-\alpha/4) + (N/2)N_0 + NR_{Ji}(0)} \quad (16)$$

系统的误码率近似为

$$P_e = Q(\sqrt{\rho_m}), \quad (17)$$

式中

$$Q(a) = \int_a^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy. \quad (18)$$

#### 4 数值模拟

假设载波数  $M=4$ ，伪随机码长度  $N=127$ ， $\alpha=0.5$ ， $W_J = BW_m$ ， $f_J = f_2$ 。信噪比定义为

$$SNR = 10 \lg(E_b/N_0) = 10 \lg(M \cdot N \cdot E_c/N_0).$$

$$JSR \text{ 定义为 } JSR = \frac{\text{干扰功率}}{\text{信号功率}} = \frac{N_J \cdot W_J}{E_b/T} = 10 \lg\left(\frac{N_J}{M \cdot E_c}\right).$$

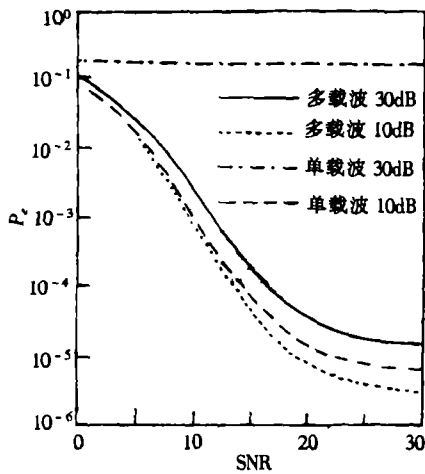


图3 误码率与 SNR 的关系曲线  
 $K=50, f_J = f_2, W_J = BW_m, \alpha=0.5$

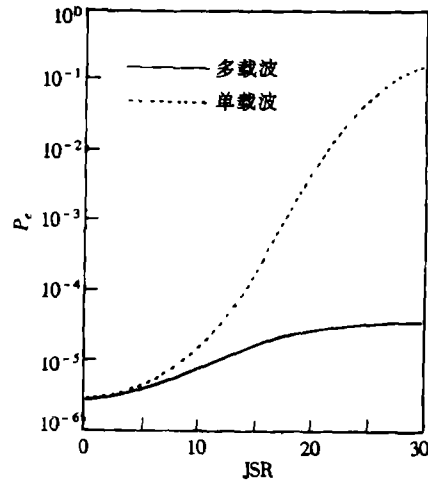


图4 误码率与 JSR 的关系曲线  
 $K=50, f_J = f_2, W_J = BW_m, \alpha=0.5, SNR=20dB$

假定宽带单载波 DS CDMA 系统发射、接收机具有与多载波系统相同的结构，系统误码率<sup>[8,9]</sup>为

$$P'_e = Q\sqrt{\frac{N_1 \cdot E_c}{N_0/2 + [(K-1)E_c/2] \cdot (1-\alpha/4) + (N_J/2) \cdot [BW_J/(BW)]}} \quad (19)$$

式中  $N_1$  为伪随机码长度，取  $N_1 = 511$ ， $N_0, N_J$  分别为噪声和部份带宽干扰单边带功率谱密度。

图3为误码率随 SNR 变化曲线，JSR 分别为 10dB 和 30dB；图4为误码率随 JSR 变化曲线。由曲线可看出，在部份带宽干扰很小时，两者误码性能相当，干扰增强时，多载波系统明显优于单载波系统。

## 5 结 论

本文讨论了宽带码分多址的一种新的实现方法, 并分析推导了系统的性能。从数值模拟结果可以看出, 多载波 CDMA 系统与单载波 CDMA 系统相比具有明显窄带干扰压缩效果, 当 JSR 在 0 ~ 30dB 内变化, 对误码率的影响很小。在很强的部份带宽干扰情况下, 其性能明显优于单载波系统。

## 参 考 文 献

- [1] Turin G L. Introduction to spread-spectrum antimultipath techniques and their application to urban digital radio, Proc. IEEE, 1980, 68(3): 328-353.
- [2] 胡爱群等. 一种新的数字蜂窝移动通信系统. 通信学报, 1995, 16(1): 116-120.
- [3] Chouly A *et al.* Orthogonal multicarrier technique applied to direct sequence spread spectrum CDMA Systems. In: proc. GLOBECOM'93, Boston: 1993, 1723-1728.
- [4] Cao Yewen, Xiang Haige. A frequency-diversity spread spectrum multiplexer system with random signature sequence. 通信学报 (Journal of China Institute of Communications), 1995, 16(4): 56-62.
- [5] Kondo S, Milstein B. Multicarrier DS CDMA systems in the presence of partial band interference. In: proc MILCOM'94, New Jersey: 1994, 588-592.
- [6] Kondo S, Milstein B. Performance of multicarrier DS CDMA Systems. IEEE Trans. on Commun., 1996, 44(2): 238-246.
- [7] 郭梯云, 等. 移动通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995, 第三章.
- [8] 沈元春. 扩谱技术. 北京: 国防工业出版社, 1995, 第六章.
- [9] 朱近康. 扩展频谱通信及其应用. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1993, 第二章.

## PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTICARRIER DS CDMA SYSTEMS

Xie Renhong    Guo Shanhong    Sheng Weixing    Sun Jintao    Qi Lianbao

(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, NUST, Nanjing 210094)

**Abstract** In this paper, A multicarrier signaling technique is applied to a direct-sequence CDMA system. A data sequence multiplied by a spreading sequence modulates multiple carriers in transmitter, the receiver provides a correlator for each carrier, and the outputs of the correlators are combined with a maximal-ratio combiner. This type of signaling has the desirable properties of a narrow band interference suppression effect. The system performance is evaluated in the presence of partial band interference, it is compared with that of a single-carrier DS CDMA system.

**Key words** CDMA, DS, Multicarrier, Interference

- 谢仁宏: 男, 1966 年生, 讲师, 主要从事移动通信, 扩频通信的教学和研究。  
 郭山红: 女, 1969 年生, 讲师, 主要从事数字通信, 程控交换技术的教学和研究。  
 盛卫星: 男, 1966 年生, 讲师, 主要从事高速数字信号处理在无线通信中的应用研究。  
 孙锦涛: 男, 1942 年生, 教授, 主要从事数字通信的教学和研究。  
 齐连宝: 男, 1936 年生, 教授, 主要从事数字通信, 卫星通信的教学和研究。