

音频及部分频带干扰下多音调制直接序列扩频的抗干扰性能

和欣, 张晓林

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘要: 多音调制直接序列扩频 (multi-tone DSSS) 中非正交子载波的频谱重叠会导致窄带干扰, 同时对每个子载波产生不同程度影响, 而并非若干相同单载波情形的叠加。通过对单用户及异步多用户 MT 系统在音频及部分频带干扰下相关检测判决统计量及平均误码率的理论计算, 完成了干扰机理的定量分析, 并通过数值仿真对结果进行验证。结果表明, 与单载波直接序列扩频 (SC-DSSS)、正交多载波直接序列扩频(正交 MC-DSSS)相比, MT 系统在同等接收机复杂度及相同频带利用率下具有更高的处理增益, 可有效抑制内部子载波串扰, 并对外部窄带干扰及多址干扰具有良好的抗干扰性能, 是一种低复杂度、高可靠性宽带扩频体制。

关键词: 多音调制直接序列扩频; 音频干扰; 部分频带干扰; 异步多址干扰; 相关判决统计量

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2010)08-0075-09

Anti-jamming performance of multi-tone DSSS in the presence of tone and partial band interference

HE Xin, ZHANG Xiao-lin

(Electronics and Information Engineering School, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: Due to the substantial spectral overlap of non-orthogonal subcarriers in multi-tone direct sequence spread spectrum (MT), the affect caused by narrowband jamming on each subcarrier simultaneously was induced to different extent rather than the sum up of several identical cases of jammed single-carrier DSSS. Through the quantitative analysis of the above case, the decision statistics and averaged bit error rate of correlative detected single/multiuser MT system with tone and partial band jamming were calculated analytically, which was verified through the numerical simulations. The results show that, under the condition of equivalent receiver complexity and same bandwidth efficiency MT has much larger processing gain compared with single-carrier DSSS and orthogonal multicarrier DSSS, which is capable of effectively suppresses the internal inter-subcarrier interference, while has good anti-jamming capability against narrow-band and multiuser interference.

Key words: multi-tone DSSS; tone jamming; partial band jamming; asynchronous multi access interference; correlated decision statistics

1 引言

微波通信常采用直接序列扩频抗干扰体制, 但单载波直扩系统传输速率与处理增益的矛盾日益

突出, 使得多载波扩频技术已成为宽带通信的首选方案。根据扩频体制不同, 多载波扩频包括多载波频域扩频(MC-CDMA)与多载波直接序列扩频(MC-DSSS)^[1]。MC-CDMA 利用频率分集实现抗多

收稿日期: 2009-09-10; 修回日期: 2010-06-25

基金项目: “十一五” 国防预研重大项目 (513060501)

Foundation Item: The National Defense Pre-research Major Program (513060501)

径衰落^[2], 但子载波个数多、峰均比高, 多用于同步下行信道; 而 MC-DSSS 将时域扩频与多载波调制相结合, 不但子载波个数少、峰均比低, 而且高动态条件下接收机的复杂度更低^[3]。

根据子载波重叠程度, MC-DSSS 可进一步分为正交 MC-DSSS(正交 MC)、多频带 MC-DSSS(多频带 MC)以及 MT-DSSS(MT)^[4], 如图 1 所示。正交 MC 系统中相邻子载波保持彼此正交, 但信道衰落及多普勒效应会导致严重的载波间串扰。多频带 MC 系统通过增大载波间隔消除了频带重叠, 但频谱效率及抗干扰性能有所下降。而 MT 系统本质是一种基于 OFDM 调制的直接序列扩频系统。在相同接收机复杂度及频带利用率下, 其处理增益远高于其他单载波及多载波直扩系统。但 MT 系统高扩频增益所带来的子载波间串扰将对系统可靠性产生负面影响, 同时窄带突发干扰对相邻子载波所造成的干扰程度不同, 使其无法采用若干相同单载波扩频系统叠加的方式进行抗干扰性能分析。

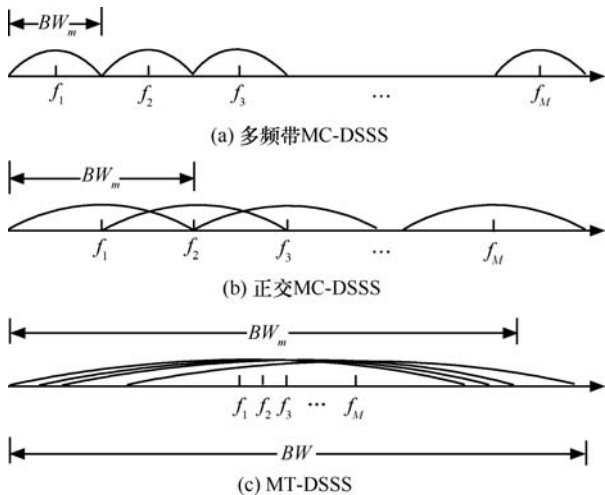


图 1 3 种典型的多载波直扩系统频谱

相关文献[5~13]已经分析了多频带 MC、正交 MC 系统在窄带干扰下的抗干扰性能, 并计算了 MT 系统在 AWGN 信道、多径衰落信道下的误码率, 但尚未分析窄带突发干扰对 MT 系统的性能影响。为进一步研究 MT 系统的综合抗干扰性能, 本文分别在音频及部分频带干扰下对单/多用户 MT 系统的误码性能进行了理论计算与仿真验证, 并与相关系统进行了对比分析。

2 多载波直接序列扩频系统

图 2 给出了多载波直扩系统的原理框图($M=1$

为单载波直扩系统)。对于正交 MC 系统的子载波频率满足:

$$\int_0^{T_c} \cos(2\pi f_{i,MC}t + \varphi_{i,MC}) \cos(2\pi f_{j,MC}t + \varphi_{j,MC}) dt = 0, i \neq j \quad (1)$$

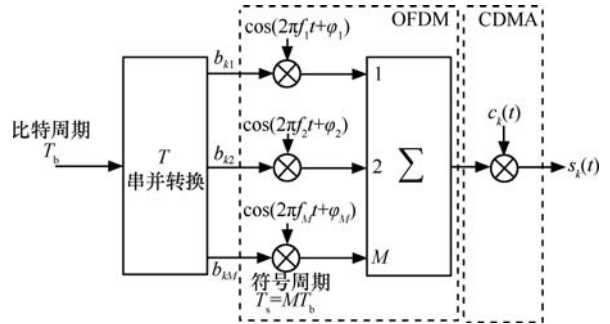


图 2 多载波直扩系统统一原理框图(子载波具有相同扩频码时)

其中, 子载波频率 $f_{i,MC} = f_0 + i/T_c$ ($i = 0, 1, \dots, M-1$), 子载波间隔 $\Delta = 1/T_c$, T_c 为码片周期, f_0 为中心频率, M 为子载波个数。对于 MT 系统有:

$$\int_0^{T_s} \cos(2\pi f_{i,MT}t + \varphi_{i,MT}) \cos(2\pi f_{j,MT}t + \varphi_{j,MT}) dt = 0, i \neq j \quad (2)$$

其中, 子载波频率 $f_{i,MT} = f_0 + i/T_s$ ($i = 0, 1, \dots, M-1$), 子载波间隔 $\Delta = 1/T_s$, T_s 为符号周期。此时, 式(2)满足式(1)。因此, 多载波直扩系统的子载波间隔可统一为 $\Delta = \lambda/T_s$, λ 为归一化子载波间隔, 其中, $\lambda = 1$ 为 MT 系统, $\lambda = N_{MC}$ 为正交 MC 系统(设 N_{MC} 为正交 MC 系统的处理增益)。因此, 当相同频带利用率条件下, 多载波直扩系统的子载波频率 f_m 及处理增益 N 满足:

$$f_m(\lambda) = f_0 + \frac{(2m-1-M)\lambda}{2T_s}, m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

$$N(\lambda) = N_{SC} - \frac{(M-1)\lambda}{2} \quad (4)$$

其中, N_{SC} 为单载波直扩系统处理增益。图 3 表示 $f_0 = 0, M = 8, N_{SC} = 64$ 时多载波直扩系统基带功率谱随 λ 的变化趋势。当 λ 增大时, 子载波带宽减小且频率间隔增大, 使得子载波间频谱重叠缩小至完全分离; 而 λ 减小时, 子载波带宽增加且频率间隔减小, 使得频谱重叠扩大, 最终变为单载波直扩系统。

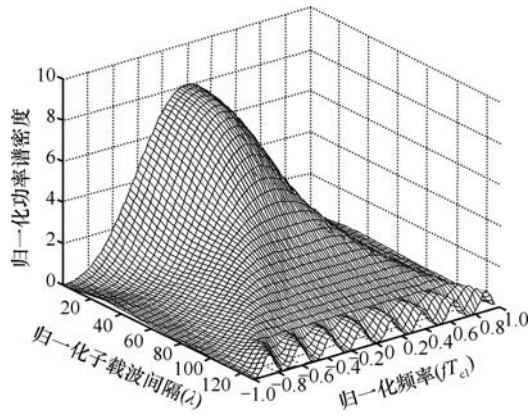


图 3 多载波直扩系统基带功率谱

3 MT 系统的模型与性能计算

3.1 相关检测 MT 系统

设 MT 系统（如图 4 所示）发射端第 k 个用户的 BPSK 调制序列为

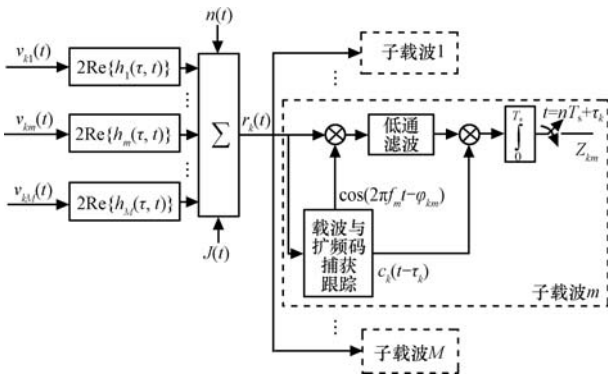


图 4 MT 系统相关检测原理框图

$$b_k(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sum_{n=0}^{\infty} b_n p_{T_b}(t - nT_b), \quad p_{T_b} = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_b \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

其中， E_b 为比特能量， T_b 为比特周期， $b_n \in \{-1, 1\}$ ， $b_k(t)$ 经过串一并变换，第 m 个子载波的符号序列为

$$b_{km}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=0}^{\infty} \tilde{b}_{km}(i) p_{T_s}(t - iT_s) \quad (6)$$

其中，符号周期 $T_s = MT_b$ ， $E_s = E_b$ ， $\tilde{b}_{km}(i) \in \{\pm 1\}$ 。用户 k 的伪随机序列为 $c_k(t) = \sum_{n=0}^{N_{MT}-1} c_k(n) p_{T_c}(t - nT_c)$ ，其中， N_{MT} 为系统处理增益， $c_k(n) \in \{\pm 1\}$ 。设子载波频率为 f_m 且初相位为 0。则用户 k 的基带发射信号为（设脉冲滤波器冲激响应 $h_{T_m}(t) = 1$ ）

$$\begin{aligned} v_k(t) &= \sum_{m=1}^M v_{km}(t) \\ &= \sum_{m=1}^M \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} [\tilde{b}_{km}(\lfloor n/N \rfloor) c_k(n) p_{T_c}(t - nT_c)] \right\} \cdot \\ &\quad \cos(2\pi f_m t) \end{aligned} \quad (7)$$

其中， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取整运算。

在接收端，系统包括 M 个独立相关通道。不考虑衰落时，子载波的信道冲激响应 $h_m(\tau, t) = 1$ 。当系统存在窄带干扰时： $r_k(t) = v_k(t) + n(t) + J(t)$ ，其中 $n(t)$ 为双边谱密度为 $N_0/2$ 的 AWGN， $J(t)$ 为窄带干扰。假设系统具有理想的载波同步及码同步，此时捕获跟踪模块的输出分别为： $\cos(2\pi f_m t - \phi_{km})$ ， $c_k(t - \tau_k)$ ，其中 $\phi_{km} = 2\pi f_m \tau_k$ ， τ_k 为传播延时。在 $t = nT_s + \tau_k$ 时刻，相关检测输出的判决统计量为 Z_{km} 。

3.2 性能分析

1) 单用户 MT 系统。

窄带干扰下用户 k 第 m 个子载波的判决统计量 Z_{km} 是由相互独立的 AWGN 噪声、窄带干扰、同用户子载波串扰 (ISSUI, inter-subcarrier same user interference) 和期望信号 n_{km} 、 χ_{km} 、 $ISSUI_{km}$ 、 s_{km} 叠加而成（设 $Lp\{g\}$ 为低通滤波）

$$\begin{aligned} Z_{km} &= \int_0^{T_s} Lp \left\{ \left(n(t) + J(t) + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^M v_{kl}(t) + v_{km}(t) \right) \cos(2\pi f_m t) \right\} \cdot \\ &\quad c_k(t) dt \\ &= n_{km} + \chi_{km} + ISSUI_{km} + s_{km} \end{aligned} \quad (8)$$

a) 期望信号 s_{km} ：不失一般性，令 $\tilde{b}_{km}(0) = 1$ 。则 s_{km} 的均方值为

$$\begin{aligned} s_{km} &= \int_0^{T_s} v_{km}(t) \cos(2\pi f_m t) c_k(t) dt \\ &= \sqrt{\frac{E_s T_s}{2}} \text{var}(s_{km}) = \frac{E_b T_s}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

b) AWGN 采样 n_{km} ：考虑到 AWGN 自相关函数为 $\frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$ ，则 n_{km} 的均方值为

$$\text{var}(n_{km}) = \frac{N_0 T_s}{4}, \quad t_1 \neq t_2 \quad (10)$$

c) 系统内子载波间串扰 $ISSUI_{km}$ ：设子载波 m 、 n 上扩序列互相关函数为 R_{mn} ，则子载波 n 对子

载波 m 的干扰统计量为

$$\begin{aligned} ISSUI_{kmm} &= \int_0^{T_s} v_{kn}(t) \cos(2\pi f_m t) c_k(t) dt \\ &= \sqrt{2E_s T_s} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} c_{kn}(t) c_{km}(t) \cos(2\pi f_n t) \cos(2\pi f_m t) dt \\ &= \sqrt{2E_s T_s} R_{mn} \end{aligned} \quad (11)$$

子载波扩频码相同时,

$$\begin{aligned} ISSUI_{kmm} &= \sqrt{2E_s T_s} \frac{|c_k(t)|^2}{T_s} \int_0^{T_s} \cos(2\pi f_n t) \cos(2\pi f_m t) dt = 0 \\ \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M \text{var}(ISSUI_{kmm}) &= 0 \end{aligned} \quad (12)$$

子载波扩频码不同时, 设 $\Delta f_{mn} = |f_m - f_n| = \frac{|m-n|}{T_s}$,

则

$$\begin{aligned} ISSUI_{kmm} &= \sqrt{2E_s T_s} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} c_{kn}(t) c_{km}(t) \cdot \\ &Lp\{\cos(2\pi f_n t) \cos(2\pi f_m t)\} dt \\ &= \sqrt{2E_s T_s} \frac{1}{2T_s} \frac{\sin(\pi \Delta f_{mn} T_c)}{\pi \Delta f_{mn}} \cdot \\ &\sum_{i=0}^{N_{MT}-1} c_{kn}(i) c_{km}(i) \cos[(2i+1)\pi \Delta f_{mn} T_c] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\text{var}(ISSUI_{kmm}) \leq 2E_s T_s \frac{1}{4N_{MT}} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{N_{MT}}(m-n)\right)}{\left(\frac{\pi}{N_{MT}}(m-n)\right)^2} \quad (14)$$

当扩频增益足够大时,

$$0 \leq \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M \text{var}(ISSUI_{kmm}) \leq 2E_s T_s (M-1) \frac{1}{4N_{MT}} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi}{N_{MT}}\right)}{\left(\frac{\pi}{N_{MT}}\right)^2}$$

$$\text{即} \quad \lim_{\substack{N_{MT} \rightarrow \infty \\ M \rightarrow \infty}} \left\{ \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^M \text{var}(ISSUI_{kmm}) \right\} = 0 \quad (15)$$

因此, 子载波扩频码相同时, MT 系统内不存在载波间串扰; 而扩频码不同时, 只要扩频增益与子载波个数之比足够大时, ISSUI 对系统性能影响即可忽略。

d) 窄带干扰 χ_{km} : 窄带干扰是宽带扩频系统中一类主要突发干扰源, 其中以音频及部分频带干扰

最为典型。音频干扰由叠加在信号带宽内的一个或者多个未调制的载波信号构成。通常设具有 K ($1 \leq K \leq M$) 个干扰音的音频干扰信号:

$$J(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{2J_j} \cos[2\pi f_j t + \theta_j], \text{ 总功率为 } J = \sum_{j=1}^K J_j,$$

其中, J_j 、 f_j 和 θ_j 分别为第 j 个干扰音的功率、频率和相位。由于音频干扰对准扩频信号中心频率时干扰效果最严重^[14], 因此, 本文假设所有干扰音分别与相应子载波对准, 即 $f_j = \frac{j}{T_s}$ 。在子载波 m 上,

音频干扰的判决统计量及其均方值为

$$\begin{aligned} \chi_{kmj} &= \sqrt{\frac{J_j}{2}} \frac{T_c \sin(\pi T_c \Delta f_{mj})}{\pi T_c \Delta f_{mj}} \cdot \\ &\sum_{i=0}^{N_{MT}-1} c_k(i) \cos[(2i+1)\pi T_c \Delta f_{mj} - \theta_j] \end{aligned} \quad (16)$$

$$\text{var}(\chi_{km}) = \sum_{j=1}^K \text{var}(\chi_{kmj}) \leq \frac{N_{MT} T_c^2 J}{2} \quad (17)$$

部分频带干扰是一种具有时间占空比且在信号频带内覆盖局部连续带宽的窄带干扰信号, 其低通表达式为

$$J(t) = \sqrt{\frac{J}{\rho}} [J_I(t) \cos 2\pi f_j t - J_Q(t) \sin 2\pi f_j t]$$

其中, J 为平均干扰功率, ρ 为占空比, f_j 为干扰信号中心频率, B_j 为干扰带宽。通常正交分量 $J_I(t)$ 、 $J_Q(t)$ 分别为低通高斯随机过程, 其功率谱密度及自相关函数为

$$S_j(f) = \begin{cases} 1/2B_j, & |f| \leq B_j \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

$$R_j(\tau) = \frac{\sin(2\pi B_j \tau)}{2\pi B_j \tau} \quad (19)$$

假设伪随机序列具有理想自相关函数为

$$R_{c_k}(\alpha - \beta) = \delta_{\alpha\beta} = \begin{cases} 1, & \alpha = \beta \\ 0, & \alpha \neq \beta \end{cases} \quad (20)$$

则子载波 m 的部分频带干扰及其均方值为

$$\begin{aligned} \chi_{km} &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{J}{\rho}} \sum_{i=0}^{N_{MT}-1} c_k(i) \int_{T_c}^{(i+1)T_c} J_I(t) \cos(2\pi \Delta f_{mj} t) dt \\ &\leq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{J}{\rho}} \sum_{i=0}^{N_{MT}-1} c_k(i) \int_{T_c}^{(i+1)T_c} J_I(t) dt \end{aligned} \quad (21)$$

$$\text{var}(\chi_{km}) \leq \frac{J}{4\rho} \sum_{\alpha=0}^{N_{\text{MT}}-1} \sum_{\beta=0}^{N_{\text{MT}}-1} c_k(\alpha)c_k(\beta) \cdot \left(1-\rho\right)Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (25)$$

$$E\left[\int_{\alpha T_c}^{(\alpha+1)T_c} \int_{\beta T_c}^{(\beta+1)T_c} J_1(u)J_1(v)dudv\right]$$

$$= \frac{JN_{\text{MT}}}{4\rho} \int_{\alpha T_c}^{(\alpha+1)T_c} \int_{\alpha T_c}^{(\alpha+1)T_c} \frac{\sin[2\pi B_j(u-v)]}{2\pi B_j(u-v)} dudv$$

设 $x = 2\pi B_j u$, $y = 2\pi B_j v$

$$\text{原式} = \frac{JN_{\text{MT}}T_c^2}{4\rho} \left\{ \frac{\int_0^{2\pi B_j T_c} \frac{\sin z}{z} dz}{\pi T_c B_j} - \frac{\sin^2(\pi T_c B_j)}{(\pi T_c B_j)^2} \right\}$$

$$\text{即} \text{var}(\chi_{km}) \leq \frac{JN_{\text{MT}}T_c^2}{4\rho} \left\{ \frac{\int_0^{2\pi B_j T_c} \frac{\sin z}{z} dz}{\pi T_c B_j} - \frac{\sin^2(\pi T_c B_j)}{(\pi T_c B_j)^2} \right\}$$

$$= \frac{JN_{\text{MT}}T_c^2}{4\rho} f(B_j, T_c) \quad (22)$$

e) 误码率计算: 当 MT 系统处理增益较大时, 窄带干扰的判决统计量近似服从高斯分布, 且与 AWGN 相互独立, 因此系统误比特率可用 Q 函数表示^[14]。同时, 由上述分析可知, 处理增益较大时, 系统内的载波间串扰可以忽略。因此, 音频干扰时:

$$\frac{\text{Signal}}{\text{Noise} + \text{Jam}} = \frac{\text{var}(s_{km})}{\text{var}(n_{km}) + \text{var}(\chi_{km})} \geq \frac{2E_b T_s}{N_0 T_s + 2N_{\text{MT}} J T_c^2}$$

将 $J/S = JT_b/E_b$, $T_s = N_{\text{MT}} T_c$ 代入上式可得:

$$P_{b1,km} \left(\frac{J}{S}, \frac{E_b}{N_0} \right) \leq Q \left(\sqrt{\frac{\frac{2E_b}{N_0}}{1 + 2 \frac{J E_b M}{S N_0 N_{\text{MT}}}}} \right) \quad (23)$$

则系统平均误比特率为

$$P_{b1}(J/S, E_b/N_0) \leq \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_{b1,km} \quad (24)$$

同理对于部分频带干扰:

$$\frac{\text{Signal}}{\text{Noise} + \text{Jam}} \geq \frac{\frac{2E_b}{N_0}}{1 + \frac{J E_b M}{S N_0 N_{\text{MT}}} \frac{f(B_j, T_c)}{\rho}}$$

$$P_{b2,km}(J/S, E_b/N_0) \leq \rho Q \left(\sqrt{\frac{\frac{2E_b}{N_0}}{1 + \frac{J E_b M}{S N_0 N_{\text{MT}}} \frac{f(B_j, T_c)}{\rho}}} \right) +$$

则平均误比特率为

$$P_{b2}(J/S, E_b/N_0) \leq \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_{b2,km} \quad (26)$$

2) 异步多用户 MT 系统。

若 MT 系统中存在 K 个异步用户的叠加信号:

$$v(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M v_{km}(t)$$

$$= \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sqrt{2P_{km}} b_{km}(t - \tau'_k) c_k(t - \tau'_k) \cos(2\pi f_m t - \phi'_{km}) \quad (27)$$

其中, P_{km} 表示用户 k 的子载波 m 的信号功率, τ'_k 为均匀分布在 $[-\tau'_{\max}, \tau'_{\max}]$ ($\tau'_{\max} < T_c$) 上的异步用户时差, ϕ'_{km} 为对应的相位差。以用户 k_0 为参考 ($\tau'_{k_0} = 0$, $\phi'_{k_0 m} = 0$), 则子载波 m_0 的判决统计量为

$$Z_{k_0 m_0} = \int_0^{T_s} Lp \left\{ v_{k_0 m_0}(t) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K v_{k m_0}(t) + \sum_{\substack{k=1 \\ m=1 \\ m \neq m_0}}^K \sum_{m=1}^M v_{km}(t) \right\} \cdot \cos(2\pi f_{m_0} t) c_{k_0}(t) dt$$

$$= \frac{\sqrt{2P_{k_0 m_0}} T_s}{2} + I_{k_0 m_0} + J_{k_0 m_0} \quad (28)$$

其中, $I_{k_0 m_0}$ 、 $J_{k_0 m_0}$ 分别表示用户 k_0 的子载波 m_0 上同信道及邻信道多址干扰(MAI)。

a) 同信道多址干扰 $I_{k_0 m_0}$:

$$I_{k_0 m_0} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K \int_0^{T_s} \frac{\sqrt{2P_{k m_0}}}{2} \cos(\phi'_{k m_0}) b_{k m_0}(t - \tau'_k) c_k(t - \tau'_k) c_{k_0}(t) dt$$

代入 $c_k(t) = \sum_{i=0}^{N_{\text{MT}}-1} c_k(i) p_{T_c}(t - iT_c)$, $\tilde{c}_k(t) = c_k(t) b_{km}(t)$ 得

$$I_{k_0 m_0} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K \frac{\sqrt{2P_{k m_0}}}{2} \cos(\phi'_{k m_0}) \sum_{i=0}^{N_{\text{MT}}-1} \sum_{j=0}^{N_{\text{MT}}-1} \tilde{c}_k(i) c_{k_0}(j) \cdot \int_0^{T_c} p_{T_c}(t + (j-i)T_c - \tau'_k) p_{T_c}(t) dt \quad (29)$$

同步信道中, 即 $i = j + aN_{\text{MT}}$ (a 为非负整数)时:

$$\sum_{i=0}^{N_{\text{MT}}-1} \sum_{j=0}^{N_{\text{MT}}-1} \tilde{c}_k(i) c_{k_0}(j) = 0; \text{ 而异步信道中, 即 } i \neq j + aN_{\text{MT}}$$

时, 当且仅当 $i = j - 1 + aN_{MT}$, 式(29)中的定积分不为 0:

$$I_{k_0 m_0} = \begin{cases} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K \frac{\sqrt{2P_{km_0}}}{2} \cos(\phi'_{km_0}) \tau'_k \sum_{j=0}^{N_{MT}-1} \tilde{c}_k(j-1)c_{k_0}(j), \\ \quad i = j - 1 + aN_{MT} (a = 0, 1, 2, \dots) \\ 0, \text{ 其他} \end{cases} \quad (30)$$

根据中心极限定理, N_{MT} 很大时, 可将 $I_{k_0 m_0}$ 中的 $K-1$ 项分别近似为相互独立的高斯随机变量。则 $I_{k_0 m_0}$ 的条件均方值为

$$\text{var}(I_{k_0 m_0} | \tau'_k, \phi'_{km_0}) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K \frac{P_{km_0}}{2} N_{MT} \tau_k'^2 \cos^2(\phi'_{km_0})$$

设各用户子载波信号功率均相同:

$P_{km_0} = \frac{S}{M} = \frac{E_b}{MT_b}$, 设 $D_m = \tau'_{\max} / T_c$ 为归一化异步延时, 对 τ'_k 、 ϕ'_{km_0} 取平均:

$$\overline{\text{var}(I_{k_0})} = \frac{(K-1)SN_{MT}T_c^2 D_m^2}{12M} \quad (31)$$

b) 邻信道多址干扰 $J_{k_0 m_0}$: 与 $I_{k_0 m_0}$ 相似, $J_{k_0 m_0}$ 可表示为

$$J_{k_0 m_0} = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq m_0}}^M \frac{\sqrt{2P_{km}}}{2} \cdot \frac{\left[\frac{\sin(2\pi(f_{m_0} - f_m)\tau'_k + \phi'_{km}) - \sin(\phi'_{km})}{2\pi(f_{m_0} - f_m)} \right]}{\sum_{j=0}^{N_{MT}-1} \tilde{c}_k(j-1)c_{k_0}(j)} \quad (32)$$

其条件均方值为

$$\text{var}(J_{k_0 m_0} | \tau'_k, \phi'_{km_0}) = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k_0}}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq m_0}}^M \frac{P_{km}}{2} N_{MT}$$

$$\left[\frac{\sin(2\pi(f_{m_0} - f_m)\tau'_k + \phi'_{km}) - \sin(\phi'_{km})}{2\pi(f_{m_0} - f_m)} \right]^2$$

取平均, 得到:

$$\overline{\text{var}(J_{k_0 m_0})} = \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq m_0}}^M \frac{(K-1)SN_{MT}^3 T_c^2}{8\pi^2(m_0 - m)^2 M}$$

$$\left[1 - \text{sinc}\left(\frac{2\pi(m_0 - m)D_m}{N_{MT}}\right) \right] \quad (33)$$

其中, $\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$ 。

c) BER 计算: 若多用户 CDMA 系统的处理增益较大, 则 MAI 将趋于条件高斯分布^[15], 因此对于异步 MT 系统, 用户 k_0 中子载波 m_0 的误比特率可表示为

$$\sqrt{\frac{\text{Signal}}{\text{Noise} + \text{Jam}}} = \sqrt{\frac{\frac{E_b T_s}{2}}{\frac{N_0 T_s}{4} + \text{var}(I_{k_0}) + \text{var}(J_{k_0 m_0})}} P_{b3, k_0 m_0} \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{\frac{2E_b}{N_0}}{1 + \frac{K-1}{N_{MT}} \frac{E_b}{N_0} \left\{ \frac{D_m^2}{3} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq m_0}}^M \frac{N_{MT}^2}{2\pi^2(m_0 - m)^2} \left[1 - \text{sinc}\left(\frac{2\pi(m_0 - m)D_m}{N_{MT}}\right) \right] \right\}}} \right)} \quad (34)$$

则用户 k_0 的平均误比特率为

$$P_{b3}(E_b / N_0) = \frac{1}{M} \sum_{m_0=1}^M P_{b3, k_0 m_0} \quad (35)$$

4 数值仿真

在 AWGN 信道中对音频及部分频带干扰下单/多用户 MT 系统误码率进行了数值仿真, 并在同等接收机复杂度下对相同频带利用率的单载波 DSSS、正交 MC-DSSS 以及 MT 系统的抗干扰性能进行了对比。仿真中, 音频干扰由若干未经调制的载波信号组成, 并假设所有干扰音分别与系统相应子载波频率对准。矩形谱部分频带干扰信号是由伪随机序列经过通带波纹为 3dB、阻带衰减为 50dB 的 7 阶椭圆滤波器的低通滤波后形成。设部分频带干扰信号的相对带宽 $B_j / B = 0.1$, 占空比 $\rho = 1$, 并使其中心频率与信号中心对准。3 种直扩系统均采用相同的 BPSK 调制及相关检测, 其系统的仿真参数如表 1 所示(设单载波直扩系统扩频增益 $N_{SC} = 100$)。

如图 5 所示, 当 MT 系统子载波扩频码相同时, 其误码率与 AWGN 信道曲线重合, 说明此时系统内不存在子载波间串扰 (ISSUI), 这与式(12)的结果一致。当扩频码不同时, 处理增益 $N_{MT} > 100$ ($M=3$, 即 $N_{MT} / M > 30$) 时, 误码率 10^{-3} 所对应的信噪比增量小于 1dB, 此时, 系统内 ISSUI 可忽略不

计。说明若 MT 系统子载波扩频码不同，则增大处理增益可有效抑制 ISSUI，改善系统可靠性。

表 1 系统仿真参数

系统参数	单载波	MT	正交 MC
载波个数	1	M	M
载波间隔	无	$\frac{R_b}{M}$	$\frac{R_b N_{MC}}{M}$
符号速率	R_b	$\frac{R_b}{M}$	$\frac{R_b}{M}$
码片速率	$N_{SC} R_b$	$\frac{N_{MT} R_b}{M}$	$\frac{N_{MC} R_b}{M}$
系统带宽	$2N_{SC} R_b$	$\frac{M-1+2N_{MT} R_b}{M}$	$\frac{(M+1)N_{MC} R_b}{M}$
扩频增益	N_{SC}	$\frac{2MN_{SC}-M+1}{2}$	$\frac{2MN_{SC}}{M+1}$

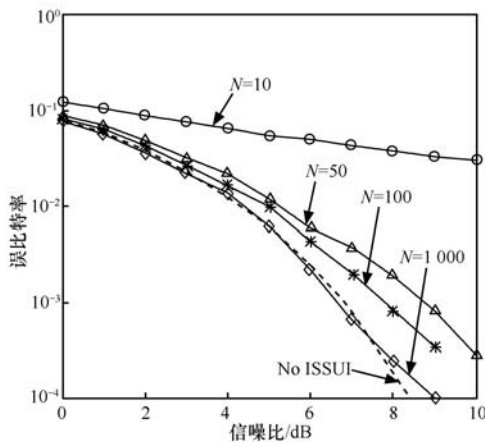


图 5 ISSUI 对 MT 系统误码率影响

图 6 表示当干信比 $J/S = 5\text{dB}$ 及 10dB 时， $M = 4$ 的 MT 系统误码率及其理论上界。由图可知，式(23)、式(24)计算所得的理论曲线与仿真结果能够较好的吻合，从而证明了理论分析结果的合理性。

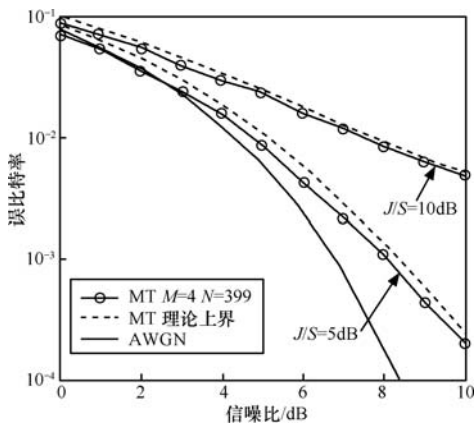


图 6 音频干扰下 MT 系统误码率及理论上界

当音频干扰 $J/S=5\text{dB}$ 时，3 种直扩系统误码率如图 7 所示。MT 系统与单载波直扩系统具有相似的抗干扰性能，其误码率明显低于正交 MC 系统。当 MT 系统频带利用率提高 ($R_b/B=150\%$, 200%) 时，扩频增益下降导致误码率有所增加，但仍低于正交 MC 系统。由此看出，与正交 MC 系统相比，MT 系统对音频干扰具有更强的抗干扰性能，并在相同误码率下可获得更高的频谱利用率。

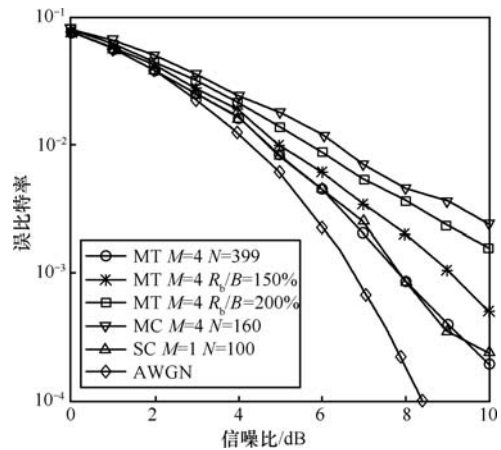


图 7 音频干扰下 3 种直扩系统误码率

如图 8 所示，假设部分频带干扰的中心频率与系统中心频率对齐且信干比 $J/S = 10\text{dB}$ 。此时，无论 MT 系统子载波个数多少，其误码率均与单载波直扩系统保持一致且明显低于正交 MC 系统。与音频干扰相比，相同功率的部分频带干扰下 MT 系统误码率更低，由此看出，窄带干扰的带宽越小、功率越集中，对 MT 系统影响越严重。

图 9 分别表示在 $J/S=5\text{dB}$ 的音频干扰下，MT 系统与正交 MC 系统在异步多用户环境中的误码率。窄带突发干扰及用户扩频码的互相关性导致在多载波系统中产生同信道及邻信道多址干扰。图 9(a)、图 9(b) 的相同之处在于：单用户 ($U=1$) 时误码率不随子载波个数增加而改变；而多用户时，多址干扰导致误码率上升。用户数相同时，子载波个数增加将进一步加剧邻信道多址干扰，并使系统误码率上升。而不同之处表现在：在相同子载波数及用户数时，MT 系统与正交 MC 系统相比误码率更低；用户数相同时，MT 系统子载波个数增加所导致的误码率上升幅度较小。因此，与正交 MC 系统相比，在异步多用户环境下，MT 系统对音频干扰同样具有更好的抗干扰性能，从而使其在相同误码率下具有更高用户容量。

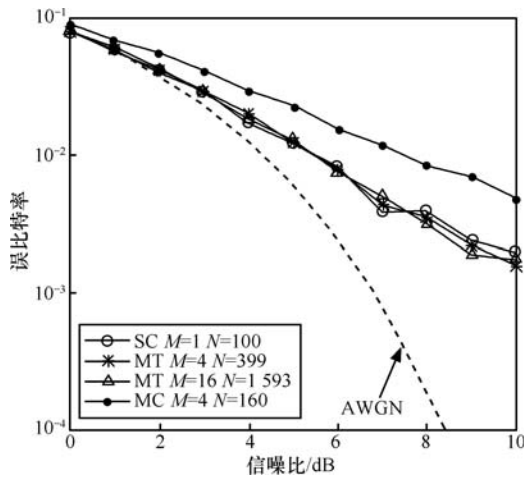
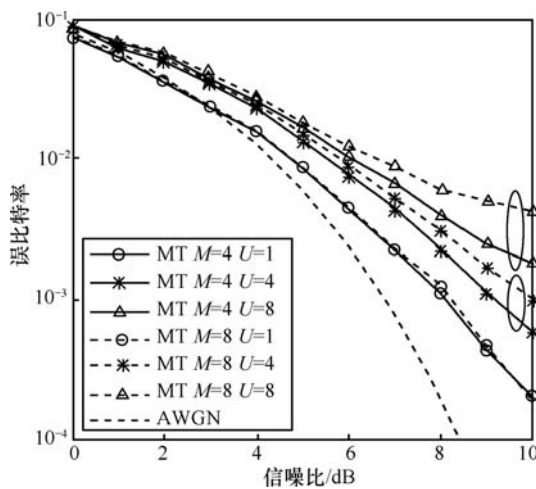
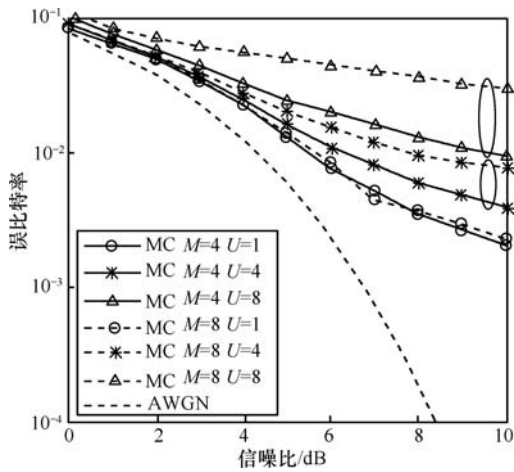


图 8 部分频带干扰下 3 种直扩系统误码率



(a) 异步多用户 MT 系统

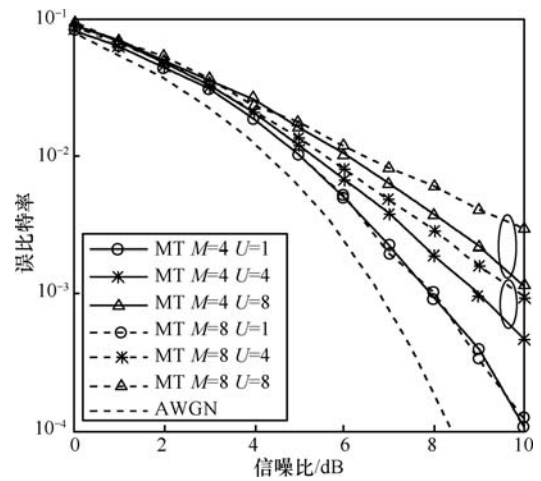


(b) 异步多用户正交 MC 系统

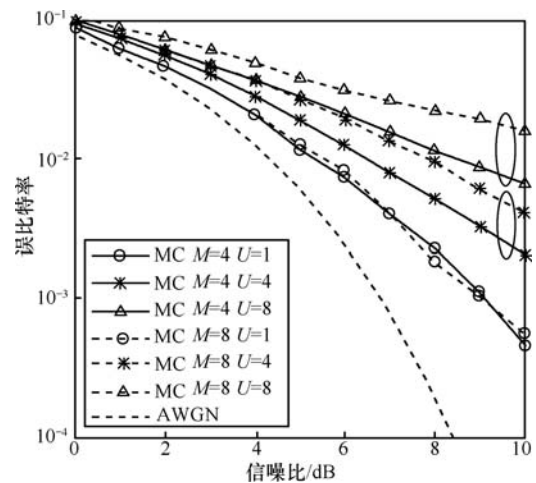
图 9 音频干扰下异步多用户系统误码率

图 10 分别表示在 $J/S=5\text{dB}$ 的部分频带干扰下 MT 系统、正交 MC 系统在异步多用户环境中的误码率。2 种系统的误码率曲线的变化规律与图 9 类

似。与相同功率的音频干扰相比，部分频带干扰下 2 种系统的误码率略有下降，这与单用户情形类似。



(a) 异步多用户 MT 系统



(b) 异步多用户正交 MC 系统

图 10 部分频带干扰下异步多用户系统误码率

5 结束语

本文针对窄带突发干扰下单、多用户 MT 系统的抗干扰性能进行了理论计算与仿真分析。在相同频带利用率条件下，与单载波直扩系统相比，MT 系统采用低速并行结构降低了实现复杂度且在相同码速率下增大了处理增益，不但具有相同的抗窄带干扰性能，而且进一步提高了系统保密性及用户容量。与正交 MC 系统相比，MT 系统非正交子载波所导致的频谱重叠更加严重，但高处理增益使其对窄带干扰及多址干扰具有更强的抗干扰性能，并在相同误码率下具有更高的频谱效率及用户容量。

参考文献:

- [1] SOUROUR E A, NAKAGAWA M. Performance of orthogonal multi-carrier CDMA in a multipath fading channel[J]. IEEE Trans Comm, 1996, 44(3): 356-367.
- [2] HARA S, PRASAD R. DS-SS-CDMA, MC-SS-CDMA and MT-SS-CDMA for mobile multi-media communications[A]. Vehicular Technology Conference[C]. 1996. 1106-1110.
- [3] YIP K, NG T. A low-complexity multitone-SS-CDMA communication technique[A]. PIMRC 2000[C]. 2000. 261-265.
- [4] HARA S, PRASAD R. Overview of multicarrier SS-CDMA[J]. IEEE Comm Magazine, 1997, 12: 126-133.
- [5] KONDO S, MILSTEIN L B. Performance of multicarrier DS SS CDMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 46(12): 238-246.
- [6] CHEUN K, CHOI K, LIM H. Anti-jamming performance of a multi-carrier direct-sequence spread spectrum[J]. IEEE Trans Comm, 1999, 47(12): 1781-1784.
- [7] ROWITCH D N, MILSTEIN L B. Convolutionally coded multicarrier DS-SS-CDMA systems in a multipath fading channel-part II: narrow-band interference suppression[J]. IEEE Trans Comm, 1999, 47(11): 1729-1736.
- [8] ZHOU S, GIANNAKIS G B A. Swami, digital multi-carrier spread spectrum versus direct sequence spread spectrum for resistance to jamming and multipath[J]. IEEE Trans Comm, 2002, 50(4): 643-655.
- [9] MATOLAK D W, SEN I, XIONG W. Multicarrier multiuser modulation performance in severely fading channels[A]. SympoTIC06[C]. 2006. 88-91.
- [10] VANDENDORPE L. Multitone spread spectrum multiple access communication system in a multipath rician fading channel[J]. IEEE Trans Vehicular Tech, 2005, 44(5): 317-326.
- [11] YIP K W. On the multiple-access capacity of multitone-SS-CDMA communications[J]. IEEE Communications Letters, 2002, 4(2): 40-42.
- [12] LI K, DARWAZEH I. System performance comparison of fast-OFDM with overlapping MC-SS-CDMA and MT-SS-CDMA systems[A]. The 6th International Conference on Information, Communications & Signal Processing[C]. 2007. 1-4.
- [13] CHEN Y, SOUSA E S. A unified perspective of different multicarrier SS-CDMA schemes[A]. IEEE 9th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications[C]. 2006. 84-88.
- [14] PETERSON R L, ZIEMER R E, BORTH D E. Introduction to Spread Spectrum Communication[M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2006.
- [15] NIKJAH R, BEAULIEU N C. On anti-jamming in general SS-CDMA systems-part I: multiuser capacity analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1646-1655.

作者简介:



和欣 (1983-), 男, 北京人, 北京航空航天大学博士生, 主要研究方向为新一代开放式综合航空电子系统、多载波扩频与分布式组网技术。



张晓林 (1951-), 男, 北京人, 北京航空航天大学教授、博士生导师, 主要研究方向为测控通信、综合电子信息系统与集成电路设计。