

时变多音干扰下TD-SCDMA系统性能分析

郝张红, 赵宏志, 邵士海, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】目前对多音干扰的分析主要是针对跳频通信系统开展的,并且通常假设干扰是不变的。该文对TD-SCDMA系统在时变多音干扰下的误码率性能进行了分析。考虑实际系统中干扰源的移动性,将干扰信道建模为时变瑞利衰落信道。分析了多普勒频移对系统性能的影响,推导了误码率公式,并通过计算机仿真验证了理论推导的正确性。理论分析和仿真结果表明,多普勒频移越大,系统干扰效果越差,该结果对干扰和抗干扰技术提供了理论基础。

关键词 多普勒频移; 多音干扰; TD-SCDMA; 时变瑞利衰落信道

中图分类号 TN911.4

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.02.004

Performance Analysis of TD-SCDMA System in the Presence of Time-Varying Multi-Tone Jamming

HAO Zhang-hong, ZHAO Hong-zhi, SHAO Shi-hai, and TANG You-xi

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications,

University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract The existing analyses of multi-tone jamming (MTJ) are mainly focused on the frequency hopping system, and assume that the jamming signal is time-invariant. In this paper, the bit error rate (BER) performance of the time division-synchronization code division multiple access (TD-SCDMA) system is analyzed in the presence of time-varying multi-tone jamming. The practical scenario where MTJ signal experiences time-varying Rayleigh fading channel is considered. The effect of the Doppler shift on the performance is studied. The BER expression is derived and validated by computer simulations. The simulation results show that the performance degrades as the Doppler shift increases. The study provides theoretical basis for jamming and anti-jamming technology.

Key words Doppler shift; multi-tone jamming; TD-SCDMA; time-varying Rayleigh fading channel

TD-SCDMA 技术作为 3G 标准之一,在国内已得到广泛的研究和应用^[1]。在 3 个 3G 标准当中,TD-SCDMA 技术具有最高的频谱效率,并且采用智能天线、联合检测等先进技术抑制多址干扰和码间干扰。但是,在实际系统中,会不可避免地存在一些有意或无意的人为干扰^[2],如单音干扰、多音干扰等。

文献[2-3]对直接序列扩频系统在单音干扰条件下的性能进行了理论分析和仿真。文献[4]分析了 OFDM 系统在几种不同窄带干扰情况下的性能。这些研究都假设干扰信道是加性白高斯噪声信道或时不变瑞利衰落信道。此外,目前对于多音干扰的分析主要集中在跳频系统上^[5]。

针对现有方法的不足,本文分析了 TD-SCDMA 系统在多音干扰条件下的误码率性能。在实际系统中,干扰源一般具有移动性^[6],因此,本文将干扰信道建模为时变瑞利衰落信道。分析了多普勒频移对系统性能的影响,推导了理论误码率公式,并给出了计算机仿真结果,验证了理论公式推导的正确性。

1 系统模型

下面讨论 TD-SCDMA 系统上行链路,其数据帧结构如图 1 所示^[7]。该结构由两个长度分别为 352 chip 的数据块、一个长为 144 chip 的 midamble 码(训练序列)和一个长为 16 chip 的保护间隔组成。

收稿日期: 2012-07-23; 修回日期: 2013-12-06

基金项目: 国家自然科学基金(61101034, 61001087, 61271164, U1035002/L05); 国家重大科技专项(2011ZX03001-006-01, 2014ZX03003001-002, 2012ZX03003010-003)

作者简介: 郝张红(1981-),女,博士,主要从事无线移动通信抗干扰技术方面的研究。

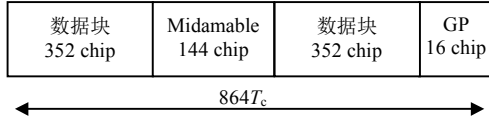


图1 TD-SCDMA系统数据帧结构

(GP表示保护间隔, T_c 表示码片周期)

假设系统中只有多音干扰和AWGN噪声。将多音干扰信号建模为多个单音干扰信号的和^[8], 有

$$J(t) = \sum_{i=1}^Q \sqrt{P_i} e^{j(2\pi f_i t + \theta_i)} \quad (1)$$

式中, Q 是单音干扰信号的个数; P_i 、 f_i 和 θ_i 分别是第 i 个单音干扰信号的功率、频率和相位。 θ_i 在 $[0, 2\pi)$ 上服从均匀分布。

实际系统中, 干扰源具有移动性^[6], 因此, 将干扰信道建模为时变瑞利衰落信道^[9]:

$$h(t) = \alpha e^{j(2\pi f_d t \cos \phi + \varphi)} \quad (2)$$

式中, α 为信道衰落幅度, 是独立同分布的均值为0、方差为 σ_α^2 的高斯随机变量; f_d 为最大多普勒频移; ϕ 为接收信号的到达角, 在 $[0, 2\pi)$ 上服从均匀分布; φ 为服从均匀分布的随机相位。

接收机接收到的信号可以表示为:

$$r(t) = \sqrt{P_s} x(t)c(t) + h(t)J(t) + n(t) \quad (3)$$

式中, P_s 是扩频信号功率; $x(t)$ 是扩频信号, 满足 $E[x^2(t)] = 1$; $c(t)$ 是扩频码序列; $n(t)$ 是加性高斯白噪声, 其单边功率谱密度为 N_0 。

将式(1)和式(2)代入式(3)得到:

$$r(t) = \sqrt{P_s} x(t)c(t) + \sum_{i=1}^Q \alpha \sqrt{P_i} e^{j[2\pi(f_d + f_i)t + \theta_i]} + n(t) \quad (4)$$

2 性能分析

对接收到的信号进行解扩, 得到:

$$r'(t) = \sqrt{P_s} x(t) + h(t)J(t)c^*(t) + n(t)c^*(t) \quad (5)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示共轭操作。

设扩频码序列 $c(t)$ 为PN码, PN码的自相关函数可以表示为:

$$R_c(t) = \begin{cases} 1 - |t|/T_c & |t| \leq T_c \\ 0 & |t| > T_c \end{cases} \quad (6)$$

式中, T_c 表示码片周期。PN码的功率谱密度函数通过自相关函数的傅里叶变换得到:

$$S_c(t) = \mathbb{F}(R_c(t)) = T_c \text{Sa}^2(fT_c) \quad (7)$$

式中, \mathbb{F} 表示傅里叶变换;

$$\text{Sa}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \quad (8)$$

设单音干扰之间相互独立, 则 $J(t)$ 的自相关函

数为:

$$R_J(\tau) = E[J(t)J^*(t - \tau)] = E \left[\left(\sum_{i=1}^Q \sqrt{P_i} e^{j[2\pi f_i t + \theta_i]} \right) \left(\sum_{k=1}^Q \sqrt{P_k} e^{j[2\pi f_k (t - \tau) + \theta_k]} \right)^* \right] = \sum_{i=1}^Q \sum_{k=1}^Q \sqrt{P_i} \sqrt{P_k} e^{j2\pi f_i t} e^{-j2\pi f_k (t - \tau)} E[e^{j(\theta_i - \theta_k)}] = \sum_{i=1}^Q P_i e^{j2\pi f_i \tau} \quad (9)$$

$J(t)$ 的功率谱密度为:

$$S_J(f) = \sum_{i=1}^Q P_i \delta(f - f_i) \quad (10)$$

假设信道是经典的Clarke谱, 则 $h(t)$ 的自相关函数为^[10]:

$$R_h(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (11)$$

式中, $J_0(t)$ 是零阶第一类贝塞尔函数。 $h(t)$ 的功率谱密度为^[10]:

$$S_h(f) = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_d} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_d)^2}} & |f| < f_d \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (12)$$

假设 $h(t)$ 、 $J(t)$ 和 $c(t)$ 相互独立, 则 $h(t)J(t)c^*(t)$ 的自相关函数为:

$$R(\tau) = R_h(\tau)R_J(\tau)R_c(\tau) \quad (13)$$

根据卷积的性质, 可得 $h(t)J(t)c^*(t)$ 的功率谱密度函数为:

$$S(f) = S_h(f) * S_J(f) * S_c(f) = \frac{1}{\pi f_d} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_d)^2}} * \sum_{i=1}^Q P_i \delta(f - f_i) T_c * \text{Sa}^2(fT_c) = \sum_{i=1}^Q \frac{P_i T_c}{\pi f_d} \frac{1}{\sqrt{1 - (f/f_d)^2}} * \text{Sa}^2[(f - f_i)T_c] = \sum_{i=1}^Q \frac{P_i T_c}{\pi f_d} \int_{-f_d}^{f_d} \frac{\text{Sa}^2[(f - t - f_i)T_c]}{\sqrt{1 - (t/f_d)^2}} dt \quad (14)$$

式中, $*$ 表示卷积。

设 f_0 是载波频率, 则 $h(t)J(t)c^*(t)$ 在 f_0 处的功率谱密度为:

$$N_1 = \sum_{i=1}^Q \frac{P_i T_c}{\pi f_d} \int_{-f_d}^{f_d} \frac{\text{Sa}^2[(f_0 - t - f_i)T_c]}{\sqrt{1 - (t/f_d)^2}} dt \quad (15)$$

设噪声 $n(t)$ 的功率谱密度函数为 $S_n(f)$, 则 $n(t)c^*(t)$ 在 f_0 处的功率谱密度为:

$$S_{nc}(f_0) = S_n(f_0) * S_c(f_0) = \int_{-\infty}^{\infty} N_0 S_c(f - f_0) df = N_0 \quad (16)$$

接收到的瞬时SINR(信干噪比) γ 定义为:

$$\gamma = \frac{P_s T_b}{|\alpha|^2 N_1 + N_0} = \frac{E_b}{|\alpha|^2 N_1 + N_0} = \left(\frac{1}{|\alpha|^2 N_1 / N_0 + 1} \right) \frac{E_b}{N_0} \quad (17)$$

式中, $E_b = P_s T_b$ 表示比特能量, T_b 是符号周期。

根据文献[11]可得平均误码率为:

$$p_b = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma}) p(\gamma) d\gamma \quad (18)$$

式中, $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ 。 $p(\gamma)$ 是 γ 的概率密度函数。由 $|\alpha|$ 的概率密度函数^[11]:

$$p(|\alpha|) = \frac{|\alpha|}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{|\alpha|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (19)$$

可得:

$$p(\gamma) = \frac{E_b/N_0}{2\sigma^2 \gamma^2 N_1/N_0} \exp\left(-\frac{E_b/\gamma N_0 - 1}{2\sigma^2 N_1/N_0}\right) \quad (20)$$

$Q(x)$ 可以表示为^[11]:

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sin^2 \varphi}\right) d\varphi \quad (21)$$

根据文献[11]可得QPSK调制的平均误码率为:

$$p_b = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \exp\left(\frac{-\gamma^2}{\sin^2 \varphi}\right) p(\gamma) d\gamma d\varphi \quad (22)$$

将式(20)代入式(22), 可得:

$$p_b = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^{E_b/N_0} \frac{E_b/N_0}{2\sigma^2 \gamma^2 N_1/N_0} \exp\left(\frac{-\gamma^2}{\sin^2 \varphi}\right) \times \exp\left(-\frac{E_b/\gamma N_0 - 1}{2\sigma^2 N_1/N_0}\right) d\gamma d\varphi \quad (23)$$

3 仿真及结果

通过计算机仿真, 进一步验证理论分析的正确性。仿真参数如表1所示。TD-SCDMA系统的传输码率 $R_c = 1.28$ Mcps。干信比定义为 $JSR_i = P_i/P_s$,

总干信比为 $JSR = \sum_{i=1}^Q P_i/P_s$ 。

表1 仿真参数

调制方式	QPSK
SF	16
T_c	$1/1.28 \times 10^{-6}$
$2\sigma^2$	1

3个单音干扰时, 不同干信比(JSR)下TD-SCDMA系统误码率性能如图2所示, 多普勒频移 $f_d = 100$ Hz。假设每个单音干扰具有相同的功率,

干扰信号的频率与载频的频差分别为0、10和20 Hz。从图中可以看出, 理论分析和仿真结果比较吻合, 证明了式(23)理论分析的正确性。

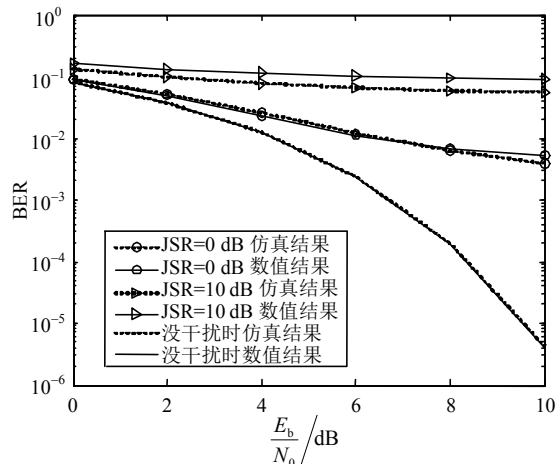


图2 不同干信比下误码率曲线 ($Q = 3, f_d = 100$ Hz)

不同多普勒频移(归一化的多普勒频移 $f_d T_c$)下的TD-SCDMA系统误码率性能如图3所示。其中, $Q = 3, JSR = 0$ dB, 多音干扰的频率与载频的频差分别是0、10、20 Hz。从图中可以看出, 随着多普勒频移的增大, 系统误码率性能变好。这是因为多普勒频移增大, 多音干扰在载频处的功率谱密度变小, 对系统的干扰减小。从干扰的角度考虑, 多普勒频移越小, 对系统造成的干扰效果越强。但是从抗干扰的角度出发, 多普勒频移越大越好, 当多普勒频移大到一定数值(如图3中, $f_d T_c \geq 0.8$)时, 完全可以忽略多音干扰对系统性能的影响。

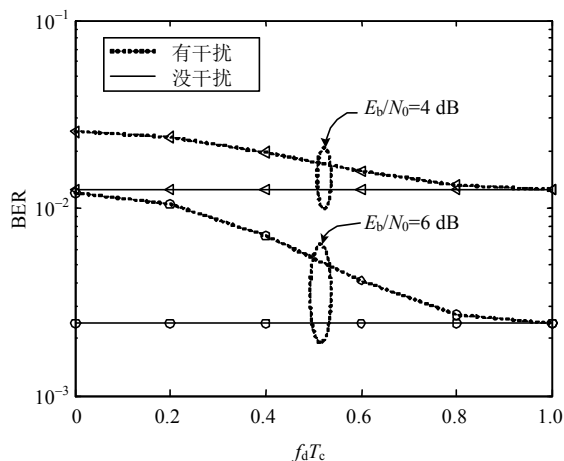


图3 不同多普勒频移下的误码率性能

5个单音干扰时, 不同干信比(JSR)下TD-SCDMA系统的误码率性能如图4所示。考虑每个单音干扰具有相同功率与不同功率两种情况。功率不同时, 每个单音干扰的干信比分别为0、2、4、3和5 dB, 总干信比为 $JSR = 10$ dB。功率相同时, 总干信比

JSR = 5 dB。干扰信号的频率与载频的频差分别为0、5、10、15和20 Hz。从图中可以看出, 理论分析值与仿真结果比较吻合, 再次验证了理论推导的正确性。

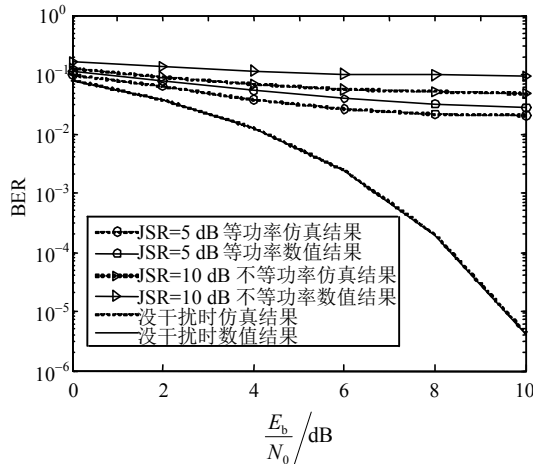


图4 不同干信比下误码率性能曲线($Q=5$, $f_d=100$ Hz)

4 结论

本文主要分析了TD-SCDMA系统在时变多音干扰下的误码率性能。将干扰信号的信道建模为时变瑞利衰落信道, 分析了多普勒频移对系统误码率的影响。推导了理论误码率公式, 并通过计算机仿真验证了理论分析的正确性。理论分析和仿真结果都表明多普勒频移越大, 系统干扰效果越差。本文的研究对干扰和抗干扰技术提供了理论基础。下一步工作将对多音干扰抑制技术进行研究。

参考文献

[1] CHEN Shan-zhi, WANG Ying-min, MA Wei-guo, et al. Technical innovations promoting standard evolution: from TD-SCDMA to TD-LTE and beyond[J]. IEEE Wireless Communications, 2012, 19(1): 60-66.

[2] ZANG Guo-zhen, GAO Yuan-yuan, MU Jing. Performance analysis of the cooperative DS/SS systems in single-tone interference over flat rayleigh fading channels[C]// International Conference on Communications, Circuits and Systems. Chengdu: [s.n.], 2010: 126-130.

[3] LI Hong-ling, PEI Bin, HUANG Yun-fei, et al. Performance of the direct sequence spread spectrum system with single-tone jamming[C]// IEEE International Conference on Information Theory and Information Security. Beijing: IEEE, 2010: 458-461.

[4] LUO Jun, ANDRIAN J H, ZHOU Chi. Bit error rate analysis of jamming for OFDM systems[C]//Wireless Telecommunications Symposium. Pomona, CA: [s.n.], 2007.

[5] 陈智, 李少谦, 董彬虹. 差分跳频通信系统抗多音干扰的性能分析[J]. 信号处理, 2007, 23(2): 184-187.

CHEN Zhi, LI Shao-qian, DONG Bin-hong. Performance of differential frequency hopping system in multitone jamming[J]. Signal Processing, 2007, 23(2): 184-187.

[6] GOMAA A, AL-DHAHIR N. A sparsity-aware approach for NBI estimation in MIMO-OFDM[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6): 1854-1862.

[7] LIU Si-yu, BAI Wen-le, XUE Shen, et al. Research of the comparative analysis of the frame structure of TD-SCDMA and WCDMA[C]//Global Mobile Congress. Shanghai: [s.n.], 2011: 1-3.

[8] MEHDI H, TEH K C, LI K H. Effect of chip waveforms on the performance of DS-SS in the presence of multitone jamming over generalized-k fading channels[C]//The 6th International Conference on Information Communications and Signal Processing. Singapore: [s.n.], 2007.

[9] GAO Yuan, CHEN Wei, XIE Tao, et al. Doppler spread estimation for nonrayleigh fading channel[C]//The 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Xi'an: IEEE, 2009: 1106-1109.

[10] LI Y, JR L J C. Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(3): 401-404.

[11] GOLDSMITH A. Wireless communications[M]. UK, Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

编辑 张俊