

四种超宽带扩频方案的电磁兼容性能研究

赵亮* 金梁 刘双平 黄开枝 钟州

(国家数字交换系统工程技术研究中心 郑州 450002)

摘要: 由于保护距离有限,在满足功率谱密度限制的条件下超宽带信号仍然可能对其它通信系统产生一定的干扰。该文在直接序列扩频、跳时扩频、跳频扩频和线性调频扩频 4 种超宽带扩频信号通过 AWGN 信道时,推导了在超宽带扩频信号干扰下未扩频的其它通信系统误比特率的通用表达式,并通过蒙特卡罗仿真验证了理论推导的正确性。同时还给出了超宽带扩频信号通过 IEEE 802.15.3a CM4 信道时的仿真结果。这些结论为超宽带系统的电磁兼容性能评价和扩频方案选择提供了重要参考。

关键词: 无线通信; 超宽带; 电磁兼容; 扩频; 功率谱密度限制; 误比特率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0527-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00659

Research on the Electromagnetic Compatibility of Four Ultra-wideband Spread Spectrum Schemes

Zhao Liang Jin Liang Liu Shuang-ping Huang Kai-zhi Zhong Zhou

(National Digital Switching System Engineering & Technological R&D Center, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: As the protection distance is limited, ultra-wideband signals may still interfere another communication system even with the satisfaction of the power spectral density limit. This paper derives the common expressions of bit error rate of another communication system without spread spectrum under the interference of the four ultra-wideband spread spectrum signals which pass through AWGN channel, and the four ultra-wideband spread spectrum schemes are direct sequence spread spectrum, time-hopping spread spectrum, frequency-hopping spread spectrum and chirp spread spectrum. The derived expressions are validated by Monte Carlo simulations. Also provided here are the simulation results obtained when ultra-wideband spread spectrum signals pass through IEEE 802.15.3a CM4 channel. The conclusions can be used as important references for the electromagnetic compatibility performance evaluation and the selection of spread spectrum schemes of ultra-wideband systems.

Key words: Wireless communication; Ultra-wideband; Electromagnetic compatibility; Spread spectrum; Power spectral density limit; Bit Error Rate (BER)

1 引言

目前,由于发射功率有限,超宽带系统常应用于短距离高速无线通信,对扩频增益的要求不高,如 IEEE 802.15.3a 提案中的 DS-CDMA-UWB 系统只有最多 24 倍直接序列扩频增益^[1],而 MB-OFDM-UWB 系统只有固定的 3 倍跳频扩频增益和最多 4 倍直接序列扩频增益^[2]。然而,某些场合对超宽带系统的通信速率并没有很高的要求,却要求有更远的通信距离。但是,由于超宽带远距离通信中接收端的信噪比很低,需要使用更高的扩频增益以实现低误比特率的正常通信。比如,基于 IEEE 802.15.4a 标准的 IR-UWB 系统使用 500 MHz 的带

宽,传输速率最低为 110 kbit/s,可获得接近 5000 倍的扩频增益^[3]。

超宽带系统的扩频方案主要包括直接序列扩频、跳时扩频、跳频扩频和线性调频扩频 4 种。目前对电磁兼容性能的研究大部分局限于特定超宽带系统(如 IR-UWB, DS-CDMA-UWB 或 MB-OFDM-UWB 等)对特定其它通信系统(如 WLAN, GPS, GSM, cdma2000, WCDMA 或 TD-SCDMA 等)的电磁兼容性能,缺乏通用性的结论,且对扩频增益的影响分析较少^[4-6]。本文通过对 4 种超宽带扩频信号的时频分析,推导了 4 种超宽带扩频信号干扰下未扩频的其它通信系统误比特率的通用表达式,并在不同信道条件下进行了仿真验证,进而对 4 种超宽带扩频方案的电磁兼容性能进行了合理的分析与比较。

2010-06-25 收到, 2010-12-08 改回

国家 863 计划重点项目(2009AA011202, 2009AA011205), 国家科技重大专项(2009ZX03006-007)和新世纪优秀人才支持计划资助课题

*通信作者: 赵亮 zhaoliangnm@gmail.com

2 超宽带系统的电磁兼容

设超宽带信号的中心频率为 f_u ，带宽为 B_u ，等效全向辐射功率为 EIRP，则在功率谱密度限制条件下达到最大发射功率时满足 $10\lg(\text{EIRP}/B_u) = -41.3 \text{ dBm/MHz}$ 。如果满足 $B_u \ll f_u$ ，由自由空间传播的 Friis 方程，超宽带信号的路径损耗为

$$10\lg[PL(d)] = 10\lg\left(\frac{\text{EIRP}}{\text{PSD}_u B_u}\right) \\ = 10\lg[PL(d_0)] + 20\lg(d/d_0), \quad d \geq d_0 \quad (1)$$

其中 d 为其它通信系统接收机与超宽带发射机的距离，也称为保护距离。 $PL(d_0) = (4\pi f_u d_0)^2 / (G_R c^2)$ 为参考距离 d_0 下的路径损耗， PSD_u 为接收的超宽带信号的功率谱密度， c 为光速， G_R 为接收天线增益。

同时，文献[7]对 $f_u = 5 \text{ GHz}$ ， $B_u = 1.25 \text{ GHz}$ ， $d_0 = 1 \text{ m} \leq d \leq 20 \text{ m}$ 的超宽带系统在 23 种室内环境进行了 300000 次测量，建立了一种拟合效果较好的路径损耗模型，即超宽带信号的路径损耗为

$$10\lg[PL(d)] = 10\lg\left(\frac{\text{EIRP}}{\text{PSD}_u B_u}\right) \\ = 10\lg[PL(d_0)] + 10 \cdot \gamma \lg(d/d_0) + S \quad (2)$$

其中路径损耗因子 $\gamma = \mu_\gamma + n_1 \sigma_\gamma$ ，阴影衰落 $S = n_2 \sigma = n_2(\mu_\sigma + n_3 \sigma_\sigma)$ ， n_1, n_2, n_3 均为截取的高斯分布。考虑热噪声的功率谱密度为 $\text{PSD}_N = -114 \text{ dBm/MHz}$ ，设被干扰的其它通信信号处于超宽带频段内且接收的功率谱密度为 $\text{PSD}_a = -104 \text{ dBm/MHz}$ ，对于自由空间传播，设 $G_R = 1$ ，其它参数与文献[7]一致，则在以上 3 种条件下其它通信信号的信干比与保护距离的关系如图 1 所示。可以看出，超宽带系统对其它通信系统产生的干扰与保护距离和信道环境有关，导致其它通信信号的信干比可能在 -20 dB 至 40 dB 变化。

3 系统模型

本文将分析 4 种超宽带扩频信号对未扩频的其它通信信号的干扰。不失一般性，设未扩频的其它

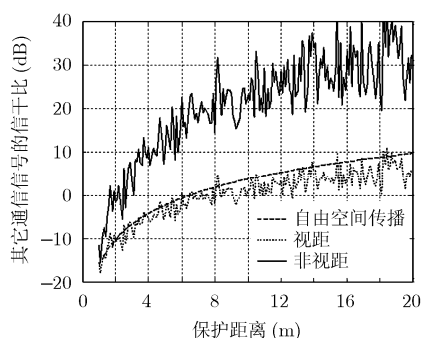


图1 其它通信信号的信干比与保护距离的关系

通信信号采用 BPSK 调制，信号每比特能量为 E_{ba} ，带宽为 B_a ，比特速率 $R_a = B_a$ ，比特周期 $T_a = 1/R_a$ 。

设传输的数据为 $i_u(m) = \pm 1$ ， $g_a(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_a \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$

为持续期为 T_a 的矩形脉冲，则其基带信号可以表示为^[4]

$$a(t) = \sqrt{E_{ba}/T_a} \sum_m i_u(m) g_a(t - mT_a) \quad (3)$$

同时，设超宽带扩频信号采用 BPSK 调制，信号带宽为 B_u ，且满足 $B_u \geq B_a$ ，比特速率为 R_u ，且满足 $R_u \ll R_a, \text{mod}(R_a, R_u) = 0$ ，比特周期 $T_u = 1/R_u$ ，码片速率 $R_{cu} = B_u$ ，码片周期 $T_{cu} = 1/R_{cu}$ ，则超宽带系统的扩频增益为 $G_u = B_u/R_u$ 。设传输的数据为 $i_u(m) = \pm 1$ ， $g_u(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_u \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ 为持续期

为 T_u 的矩形脉冲，则其承载数据信息的调制信号为

$$u(t) = \sum_m i_u(m) g_u(t - mT_u) \quad (4)$$

另外，设超宽带信号在其它通信系统比特周期 T_a 内的平均能量为 E_{bu} ，则其功率为 E_{bu}/T_a 。为了简化分析，设超宽带信号与其它通信信号的载波频率相同，仅存在均匀分布的相位偏差，且其它通信系统的接收端与发射端理想同步。仿真中基带超宽带扩频信号首先通过 AWGN 信道或 IEEE 802.15.3aCM4 信道^[8]，然后直接进行低通滤波和欠采样，为了保证信干比的准确性，需要经过比特能量归一化再与其它通信信号叠加^[6]。其它通信系统在超宽带扩频信号干扰下的基带仿真模型如图 2 所示。

4 超宽带扩频信号干扰下其它通信系统的误比特率分析

4.1 高斯白噪声超宽带信号干扰

设加性高斯白噪声的功率谱密度为 N_0 ，而超宽带信号具有与其相同的时频特征，且经过低通滤波

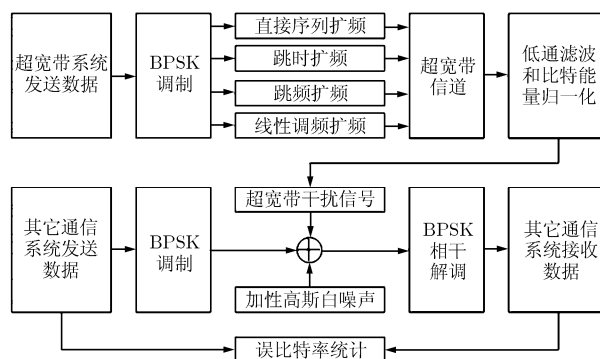


图2 其它通信系统在超宽带扩频信号干扰下的基带仿真模型

后对其它通信系统每比特的干扰能量为 E_{bu} , 则其它通信系统的误比特率为^[9]

$$p_{bAWGN} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{1 / \left(\frac{1}{E_{ba}/N_0} + \frac{1}{E_{ba}/E_{bu}} \right)} \right] \quad (5)$$

其中互补误差函数 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-z^2} dz$ 。

4.2 直接序列扩频超宽带信号干扰

为了使经过低通滤波器后对其它通信系统每比特的干扰能量为 E_{bu} , 使用 BPSK 调制的直接序列扩频超宽带信号在其它通信系统接收端低通滤波前的基带信号可以表示为^[10]

$$u_{DS}(t) = \sqrt{2 \frac{E_{bu}}{T_a}} \rho(B_u, B_a) \sum_{m=1}^{G_u} i_u(m) g_u(t - mT_u) \cdot c_{DS}(n) g_{cu}(t - mT_u - nT_{cu}) \cos \varphi \quad (6)$$

其中 $\rho(B_u, B_a)$ 表示低通滤波之前的功率与低通滤波和欠采样之后的功率之比, 在仿真中进行了归一化处理。 $g_{cu}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_{cu} \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ 为持续期为 T_{cu} 的矩形

脉冲。 $\{c_{DS}(n) = \pm 1, 1 \leq n \leq G_u\}$ 是 PN 码扩频序列, 由伪随机序列产生器确定, 扩频增益 G_u 即为其扩频码长。相位差 φ 服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。当 $B_a \approx B_u$ 时, 由于与其它通信信号具有相似的时频特征, 构成瞄准式干扰, 在直接序列扩频超宽带信号干扰下其它通信系统的误比特率为^[9]

$$p_{bDS}(\varphi) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_{ba}}{N_0}} \left(1 + \sqrt{2} \cos \varphi / \sqrt{\frac{E_{ba}}{E_{bu}}} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_{ba}}{N_0}} \left(1 - \sqrt{2} \cos \varphi / \sqrt{\frac{E_{ba}}{E_{bu}}} \right) \right] \quad (7)$$

这里使用样本均值作为该误比特率的估计值, 即有

$$\hat{p}_{bDS} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M p_{bDS} \left(\frac{2\pi m}{M} \right) \quad (8)$$

计算时取 $M = 10000$ 。而当 $B_a \ll B_u$ 时, 干扰可等效为高斯白噪声干扰, 则误比特率为

$$p_{bDS} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{1 / \left(\frac{1}{E_{ba}/N_0} + \frac{1}{E_{ba}/E_{bu}} \right)} \right] \quad (9)$$

4.3 跳时扩频超宽带信号干扰

使用 BPSK 调制的跳时扩频超宽带信号在其它通信系统接收端低通滤波前的基带信号可以表示为

$$u_{TH}(t) = \sqrt{2 \frac{E_{bu}}{T_a} \frac{T_u}{T_{cu}}} \rho(B_u, B_a) \sum_{m=1}^{G_u} i_u(m) g_u(t - mT_u) \cdot g_{cu}[t - mT_u - c_{THu}(m)T_{cu}] \cos \varphi \quad (10)$$

其中 $\{c_{THu}(m) = G_{su}, 1 \leq G_{su} \leq G_u\}$ 为跳时扩频序列, G_{su} 由伪随机序列产生器确定, 扩频增益 $G_u = T_u/T_{cu}$ 。由于 $u_{TH}(t)$ 在脉冲信号产生时的信号

形式等同于 $u_{DS}(t)$, 而每个比特周期 T_u 的能量集中于 T_{cu} , 所以当 $B_a \approx B_u$ 时, 可得在跳时扩频超宽带信号干扰下其它通信系统的误比特率的估计值为

$$\hat{p}_{bTH} = \frac{1}{2} \frac{T_u - T_a}{T_u} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{E_{ba}/N_0} \right) + \frac{T_a}{T_u} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left\{ \frac{1}{4} \cdot \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_{ba}}{N_0}} \left(1 + \sqrt{2} \cos \left(\frac{2\pi m}{M} \right) / \sqrt{\frac{E_{ba}}{E_{bu}} \frac{T_{cu}}{T_u}} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_{ba}}{N_0}} \left(1 - \sqrt{2} \cos \left(\frac{2\pi m}{M} \right) / \sqrt{\frac{E_{ba}}{E_{bu}} \frac{T_{cu}}{T_u}} \right) \right] \right\} \quad (11)$$

而当 $B_a \ll B_u$ 时, 干扰可近似等效为加性高斯白噪声干扰, 则误比特率为

$$p_{bTH} = \frac{1}{2} \frac{T_u - T_a}{T_u} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{E_{ba}/N_0} \right) + \frac{1}{2} \frac{T_a}{T_u} \cdot \operatorname{erfc} \left[\sqrt{1 / \left(\frac{1}{E_{ba}/N_0} + \frac{1}{E_{ba}/E_{bu}} \frac{T_u}{T_a} \right)} \right] \quad (12)$$

4.4 跳频扩频超宽带信号干扰

使用 BPSK 调制的跳频扩频超宽带信号在其它通信系统接收端低通滤波前的基带信号可以表示为

$$u_{FH}(t) = \sqrt{2 \frac{E_{bu}}{T_a} \frac{B_u}{B_a}} \sum_{m=1}^{G_u} i_u(m) g_u(t - mT_u) \cdot \cos[2\pi f_{FH}(m)t + \varphi] \quad (13)$$

其中跳频频率 $f_{FH}(m) = c_{FH}(m) R_u - R_u/2$, $\{c_{FH}(m) = G_{su}, 1 \leq G_{su} \leq G_u\}$ 为跳频扩频序列, G_{su} 由伪随机序列产生器确定, 扩频增益 G_u 即为其总跳频点数。则第 m 个跳频扩频超宽带信号在处于其干扰范围的其它通信信号的第 n 个比特周期内的功率谱密度为

$$S_{FH}(f, m) = \frac{E_{bu}}{2} \frac{B_u}{B_a} \left\{ Sa^2[(f - f_{FH}(m))T_a] + Sa^2[(f + f_{FH}(m))T_a] \right\} \quad (14)$$

其中取样函数 $Sa(x) = \sin(\pi x)/\pi x$ 。由于仅当 $|f_{FH}(m) - B_a/2| \leq B_a/2$ 时可产生干扰, 其发生的概率为 B_a/B_u , 所以其比特干扰能量为

$$E_{buFH}(m) = \int_{-B_a}^{B_a} S_{FH}(f, m) df = E_{bu} \frac{B_u}{B_a} Sa^2 \left\{ \left[f_{FH}(m) - \frac{B_a}{2} \right] T_a \right\} \quad (15)$$

由于在发生干扰的条件下 $f_{FH}(m)$ 的取值共有 R_u/R_u 种且等概, 所以在跳频扩频超宽带信号干扰下其它通信系统的误比特率为

$$p_{bFH} = \frac{1}{2} \frac{B_u - B_a}{B_u} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_{ba}}{N_0}} \right) + \frac{1}{2} \frac{B_a}{B_u} \frac{1}{R_u/R_u} \cdot \sum_{m=1}^{R_u/R_u} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{1 / \left(\frac{1}{E_{ba}/N_0} + \frac{1}{E_{ba}/E_{bu}} \frac{E_{buFH}(m)}{E_{bu}} \right)} \right] \quad (16)$$

4.5 线性调频扩频超宽带信号干扰

使用 BPSK 调制的线性调频扩频超宽带信号在其它通信系统接收端低通滤波前的基带信号可以表示为

$$u_{\text{LFM}}(t) = \sqrt{2 \frac{E_{bu}}{T_a} \frac{B_u}{B_a}} \cdot \sum_m i_u(m) g_u(t - mT_u) \cos\left(\pi \frac{B_u}{T_u} t^2 + \varphi\right) \quad (17)$$

其中线性调频扩频信号的扩频增益 $G_u = B_u T_u$ 。为了简化分析, 可以将其对其它通信系统每比特的干扰能量近似等效为多个中心频率连续变化的带宽为 R_u , 比特周期为 T_u , 比特能量缩小 T_u/T_a 倍的窄带跳频信号的能量之和, 其表示形式为

$$\hat{u}_{\text{LFM}}(t) = \sqrt{2 \frac{E_{bu}}{T_a} \frac{B_u}{B_a} \frac{T_a}{T_u}} \sum_m \sum_{n=1}^{R_u/R_u} i_u(m) \cdot g_u(t - mT_u - nT_{cu}) \cdot \cos\left[2\pi \left(R_u \left[\frac{t - mT_u - nT_{cu}}{T_u} - \frac{R_u}{2}\right] t + \varphi\right)\right] \quad (18)$$

对式(17)而言, 仅当 $t - mT_u \leq T_a$ 且 $t - mT_u \leq T_u B_a/B_u$ 时可产生干扰, 其发生的概率为 $\max\{T_a/T_u, B_a/B_u\}$ 。当 $T_a/T_u \leq B_a/B_u$ 时, 线性调频扩频超宽带信号可以在 T_a 的所有时间段内干扰其它通信信号, 由于解调的线性, 在计算误比特率时可以将多个窄带跳频信号的能量累加为一个等效的比特干扰能量, 即有

$$\hat{E}_{bu\text{LFM}} = E_{bu} \frac{B_u}{B_a} \frac{1}{R_u/R_u} \cdot \sum_{n=1}^{R_u/R_u} Sa^2\left[\left(nR_u - \frac{R_u}{2} - \frac{B_a}{2}\right)T_a\right] \quad (19)$$

则在线性调频扩频超宽带信号干扰下其它通信系统的误比特率为

$$p_{\text{bLFM}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{B_a}{B_u}\right) \text{erfc}\left(\sqrt{E_{ba}/N_0}\right) + \frac{1}{2} \frac{B_a}{B_u} \cdot \text{erfc}\left[\sqrt{1/\left(\frac{1}{E_{ba}/N_0} + \frac{1}{E_{ba}/E_{bu}} \cdot \frac{\hat{E}_{bu\text{LFM}}}{E_{bu}}\right)}\right] \quad (20)$$

当 $T_a/T_u > B_a/B_u$ 时, 线性调频扩频超宽带信号只能在 T_a 之中的 $T_u B_a/B_u$ 时间段内干扰其它通信信号, 即有

$$\hat{E}_{bu\text{LFM}} = E_{bu} \frac{T_u B_a/B_u}{T_a} \frac{B_u}{B_a} \frac{1}{R_u/R_u} \cdot \sum_{n=1}^{R_u/R_u} Sa^2\left[\left(nR_u - \frac{R_u}{2} - \frac{B_a}{2}\right)T_a\right] = E_{bu} \sum_{n=1}^{R_u/R_u} Sa^2\left[\left(nR_u - \frac{R_u}{2} - \frac{B_a}{2}\right)T_a\right] \quad (21)$$

则误比特率为

$$p_{\text{bLFM}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{T_a}{T_u}\right) \text{erfc}\left(\sqrt{E_{ba}/N_0}\right) + \frac{1}{2} \frac{T_a}{T_u} \cdot \text{erfc}\left[\sqrt{1/\left(\frac{1}{E_{ba}/N_0} + \frac{1}{E_{ba}/E_{bu}} \cdot \frac{\hat{E}_{bu\text{LFM}}}{E_{bu}}\right)}\right] \quad (22)$$

5 仿真实验

5.1 仿真参数

忽略信道编码、交织和符号重复等影响因素, 并采用室内通信环境中最为恶劣的非视距传输时的 IEEE 802.15.3a CM4 信道, 仿真参数如表 1 所示^[8]。根据这些参数可以得出其它通信系统的比特周期 $T_a = 1 \text{ ns}$ 或 100 ns , 超宽带系统的比特周期 $T_u = 1000 \text{ ns}$, 并且具有 $G_u = B_u/R_u = 1000$ 倍的扩频增益。

表 1 仿真参数

符号	含义	数值
B_a	其它通信信号的带宽	1 GHz 或 0.01 GHz
R_a	其它通信信号的比特速率	1 Gbit/s 或 0.01 Gbit/s
B_u	超宽带信号的带宽	1 GHz
R_u	超宽带信号的比特速率	0.001 Gbit/s
R_{cu}	超宽带信号的码片速率	1 Gchip/s
E_{ba}/N_0	接收其它通信信号的信噪比	10 dB
E_{ba}/E_{bu}	接收其它通信信号的信干比	-20 dB~40 dB
Λ	簇的到达率	0.0667 (ns)^{-1}
λ	簇内多径分量的到达率	2.1 (ns)^{-1}
Γ	簇的衰减因子	24.0
γ	簇内多径分量的衰减因子	12
σ_1	簇的正态分布的标准差	3.3941 dB
σ_2	簇内多径分量的正态分布的标准差	3.3941 dB

5.2 仿真结果与性能分析

当其它通信信号带宽 $B_a = 1 \text{ GHz}$ 时, 在超宽带扩频信号干扰下其误比特率与信干比的关系如图 3 所示。可以看出, 当超宽带扩频信号通过 AWGN 信道时, 仿真数据和理论推导结果基本一致, 在高信干比时存在的偏差是样本数较少所导致的。与高斯白噪声超宽带信号相比, 直接序列扩频超宽带信号在信干比低于 5 dB 时电磁兼容性能损失可超过 10 dB, 但在信干比高于 5 dB 时损失不大。线性调频扩频超宽带信号与跳频扩频超宽带信号的电磁兼容性能相似, 且性能均略优于高斯白噪声超宽带信号。跳时扩频超宽带信号在信干比低于 10 dB 时电磁兼容性能最好, 但当信干比高于 10 dB 时其电磁兼容性能损失可超过 20 dB。当超宽带扩频信号通过 IEEE 802.15.3a CM4 信道时, 由于干扰能量在时间

上的弥散, 直接序列扩频超宽带信号的电磁兼容性在信干比低于 5 dB 时有一定改善, 但在信干比超过 5 dB 时有一定恶化。跳时扩频超宽带信号的电磁兼容性在信干比超过 22 dB 时有明显改善, 但在信干比低于 22 dB 时有明显恶化。其它两种扩频方案的电磁兼容性能变化不大。

当其它通信信号带宽 $B_a=0.01$ GHz 时, 在超宽带扩频信号干扰下其误比特率与信干比的关系如图 4 所示。可以看出, 当超宽带扩频信号通过 AWGN 信道时, 直接序列扩频超宽带信号与高斯白噪声超宽带信号的电磁兼容性能相似。跳时扩频超宽带信号的电磁兼容性能在信干比低于 5 dB 时优于高斯

白噪声超宽带信号, 但在信干比高于 5 dB 时其电磁兼容性能损失可超过 5 dB。线性调频扩频超宽带信号的电磁兼容性略优于跳时扩频超宽带信号。跳频扩频超宽带信号在信干比低于 8 dB 时电磁兼容性能最好, 但在信干比高于 8 dB 时其电磁兼容性能损失可超过 10 dB。当超宽带扩频信号通过 IEEE 802.15.3a CM4 信道时, 直接序列扩频超宽带信号的电磁兼容性能有一定恶化。在信干比低于 5 dB 时线性调频扩频超宽带信号和跳时扩频超宽带信号的电磁兼容性能有一定恶化, 但在高信干比时该恶化程度不明显。跳频扩频超宽带信号的电磁兼容性能变化不大。

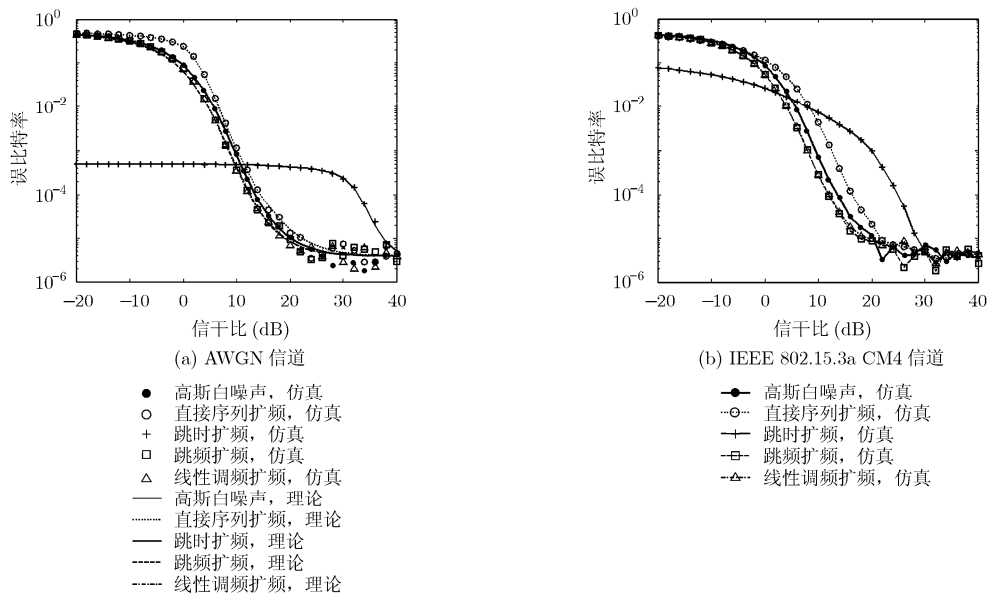


图 3 $B_a=1$ GHz 时超宽带扩频信号的电磁兼容性能

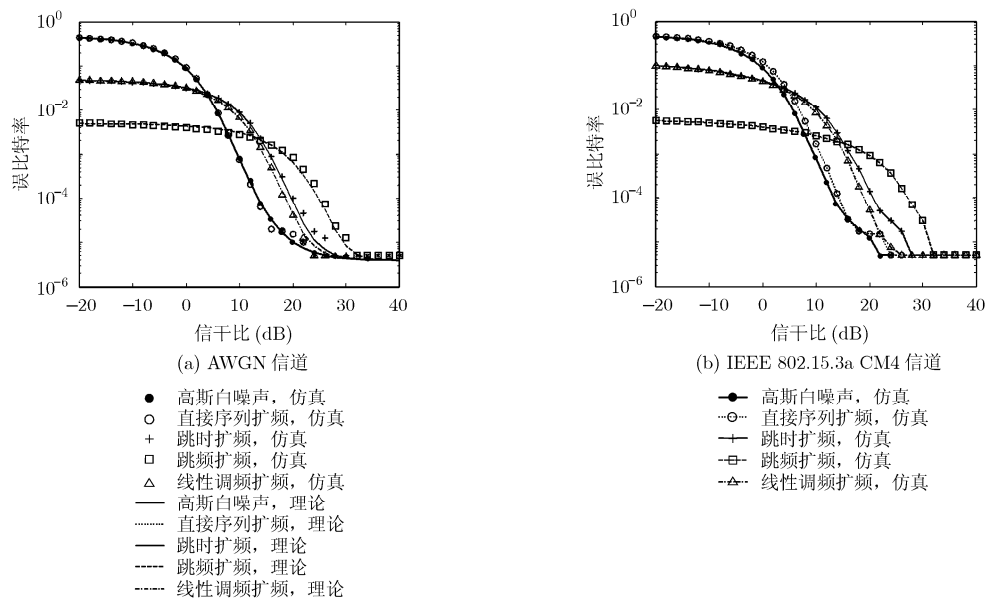


图 4 $B_a=0.01$ GHz 时超宽带扩频信号的电磁兼容性能

6 结束语

理论分析和仿真实验证明, 4 种超宽带扩频方案的电磁兼容性能在不同条件下各有优劣。直接序列扩频超宽带信号的电磁兼容性能类似于高斯白噪声, 而在发生瞄准式干扰时具有更明显的干扰效果。跳时扩频超宽带信号具有能量的时间聚集特性, 其干扰特征可以建模为低占空比的超宽带干扰。跳频扩频超宽带信号具有能量的频率聚集特性, 其干扰特征可以建模为高占空比的窄带干扰。线性调频扩频超宽带信号具有能量的时频 2 维聚集特性, 所以其电磁兼容性能介于跳时扩频和跳频扩频之间。这些扩频方案的电磁兼容性能均与其它通信信号的带宽密切相关。在应用中可以根据实际条件选择合适的扩频方案或多种扩频方案的组合, 以满足所要求的电磁兼容性能。

参 考 文 献

- [1] Perez-Duenas J, Wanguemert-Perez J G, and Molina-Fernandez I. Novel modulation scheme and six-port based RAKE receiver for DS-UWB[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(7): 3628-3633.
- [2] ECMA International. ECMA-368 high rate ultra wideband PHY and MAC standard (3rd Edition)[S]. 2008.
- [3] IEEE Computer Society. IEEE Std 802.15.4a-2007, Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks (WPANs)[S]. 2007.
- [4] Chiani M and Giorgetti A. Coexistence between UWB and narrow-band wireless communication systems[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(2): 231-254.
- [5] Manzi G, Feliziani M, and Beekman P A, *et al.* Coexistence between ultra-wideband radio and narrow-band wireless LAN communication systems—Part I: modeling and measurement of UWB radio signals in frequency and time[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2009, 51(2): 372-381.
- [6] Manzi G, Feliziani M, and Beekman P A, *et al.* Coexistence between ultra-wideband radio and narrow-band wireless LAN communication systems—Part II: EMI evaluation[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2009, 51(2): 382-390.
- [7] Ghassemzadeh S S, Jana R, and Rice C W, *et al.* Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(10): 1786-1796.
- [8] IEEE802.15.SG3a. Channel modeling sub-committee report final[R]. IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, 2003.
- [9] 栗苹, 赵国庆, 杨小牛等. 信息对抗技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 220-232.
Su Ping, Zhao Guo-qing, and Yang Xiao-niu, *et al.* Information Countermeasure Technique[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2008: 220-232.
- [10] 齐丽娜, 干宗良, 朱洪波. 存在 CDMA 干扰时超宽带系统性能分析[J]. *微波学报*, 2009, 25(3): 92-96.
Qi Li-na, Gan Zong-liang, and Zhu Hong-bo. Performance of ultra wideband systems in the presence of CDMA interference[J]. *Journal of Microwaves*, 2009, 25(3): 92-96.

赵 亮: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为超宽带无线通信。
金 梁: 男, 1969 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为超宽带无线通信、通信信号处理与第三代移动通信。
刘双平: 男, 1975 年生, 讲师, 研究方向为超宽带无线通信与通信信号处理。
黄开枝: 女, 1973 年生, 副教授, 研究方向为第三代移动通信与异构无线网络安全。
钟 州: 男, 1982 年生, 讲师, 研究方向为超宽带无线通信与第三代移动通信。