

## 并行高采样实现 PN 码捕获的井下扩频测距方法

孙继平, 蒋恩松

(中国矿业大学 机电与信息工程学院, 北京 100083)

**摘要:** 在扩频测距技术中, 伪随机 (Pseudo-Noise) 码捕获时间长, 扩频信号需要高带宽信道, 井下多径效应还会引起 PN 码相位延迟, 因而使得扩频测距技术难以在煤矿井下应用; 为了将扩频测距技术应用于井下, 设计了一种并行的 PN 码同步精确算法, 利用 FPGA 高速的并行处理能力, 开辟  $L-1$  条相位彼此相差一个 PN 码片的相关通道, 在各相关通道中分别对扩频码调制的数字基带信号相关运算后进行高频率采样, 大幅度提高了信号处理带宽, 能够在粗同步的基础上直接得到更高的时间分辨率; 仿真结果表明, 所提出的方法能够抑制井下严重的多径干扰, 能将测距 PN 码所占带宽限制在 50 MHz 以下而测距精度达到 1 m 以内, 是适应煤矿井下特殊环境的一种高效扩频测距方法。

**关键词:** 伪随机码捕获; 井下; 扩频测距; 高采样; 相关

## Underground Spread Spectrum Ranging Algorithm With a Parallel High Sampling Technology of PN Code Acquisition

Sun Jiping, Jiang Ensong

(School of electrical and Information Engineering,

China University of Mining and Technology (Beijing), Beijing 100083, China)

**Abstract:** Spread spectrum ranging technology requires high bandwidth occupation and long duration of PN code acquisition, furthermore, its PN code phase delay problem is serious because of multi-path effect. These factors make it difficult to apply spread spectrum ranging technology in underground coal mines. In order to resolve the awkward situation, a parallel algorithm for PN code precision synchronization was designed making full use of FPGA processor's excellent parallel processing capability. In FPGA,  $L-1$  correlation channels which have a PN code phase differences from each other are allocated, digital baseband signal modulated by PN code is sampled with high sampling after it correlates with the local PN code. This high sampling frequency can greatly improve signal processing bandwidth, so a high time resolution can be obtained only through the coarse synchronization. Experimental results of simulation show that the performance of proposed method can be applied efficiently in coal mine, with high suppression performance over multi-path effect, and the accuracy error of ranging is less than 1 m while the bandwidth occupation of PN code is no more than 50 MHz.

**Keywords:** PN code acquisition; underground; spread spectrum ranging; high sampling; correlation

## 0 引言

扩频测距技术由于其抗干扰能力强、时间分辨率高, 能取得理想的测距精度, 在地面定位系统中得到了广泛的运用<sup>[1-2]</sup>。尽管扩频测距技术被认为是一种在存在多径衰减传输场所下的可靠通信方式<sup>[3]</sup>, 同时也被认为是解决室内定位问题的一个可行的技术<sup>[4]</sup>, 但很少应用于煤矿井下人员定位<sup>[5]</sup>, 阻碍扩频测距技术应用于井下巷道的原因有如下 3 方面: 1) 由于井下无线电信号容易被干扰, 多径效应严重, 扩频系统需要解决井下多径效应对测距精度的影响; 2) 如果要求测距结果达到一定的精度, 则扩频码速率要做得很高, 系统需要很宽的带宽, 属于超宽带系统范畴, 而目前超宽带系统应用于井下还有很多问题需要解决<sup>[6]</sup>; 3) 对于扩频测距技术, 用于扩频调制的 PN (pseudo-noise) 码速率高, 使得传统的 PN 码捕获

时间长, 影响测距的实时性。本文研究解决上述问题的方法, 这对于将扩频测距技术引入到井下人员定位系统具有实际意义。

## 1 扩频测距的原理及实现技术

扩频测距也称伪码测距, 是利用 PN 码良好的随机特性来实现的。二进制最长序列 ( $m$  序列) 是一种重要的 PN 码, 其波形可由 (1) 式描述:

$$c(t) = \sum_k c_k P_T(t - kT_c) \quad (1)$$

$T_c$  是 PN 码一个码片持续时间,  $P_T(t)$  是脉宽为  $T_c$  的矩形单位脉冲,  $c_k \in \{-1, 1\}$ , 则其时间自相关函数的值具有尖锐的二值特性, 适合作为测距的扩频码。测距装置发射  $m$  序列调制的扩频信号, 通过码相关接收技术测量它与目标反射或转发回来的信号中  $m$  序列的时间延迟, 即可换算出发射机与目标之间的距离。为说明问题方便, 简化其它因素, 设发射机发射信号为  $c(t)$ , 接收目标反射或转发回来的信号为  $c(t - t_d)$ , 测距装置通过码时钟驱动产生  $c(t - \tau)$ , 与接收信号按下式

$$R(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t - t_d)c(t - \tau) dt \quad (2)$$

收稿日期: 2014-09-30; 修回日期: 2014-12-16。

基金项目: 国家自然科学基金重点资助项目 (51134024); 863 计划资助项目 (2012AA062203)。

作者简介: 孙继平 (1958-), 男, 山西翼城人, 教授, 博导, 工学博士, 主要从事矿井监控与通信方向的研究。

在一个周期上进行相关运算，周期设为  $NT_c$ ，由于  $m$  序列良好的相关性能，只有当  $\tau = t_d$  时，出现峰值，表示本地码与接收码相位一致，从而可以获得接收信号的延迟时间  $t_d$ ，在扩频技术中称之为同步。无论对于扩频通信系统还是扩频测距系统，同步都是研究的中心问题。扩频系统的同步实现技术一般包括两个环节：捕获与跟踪，捕获的本质就是将本地产生的 PN 码与接收到的未知相位的 PN 码信号按式 (2) 进行相乘和积分运算，由判决器对积分器的输出是否达到最大进行判断。在捕获阶段，本地码在移位控制电路作用下以  $T_c$  为单位改变相位，因此，在正确的检测条件下， $\tau = i * T_c$  时，可检测出最大值  $R(iT_c)$ ，也就是说，捕获得到的  $\tau$  必是码元宽度  $T_c$  的整数倍，这就意味捕获结果与实际的时延  $t_d$  是存在误差的，但捕获成功后，误差不超过  $T_c$ 。捕获过程也称之为粗同步，在测距上，称为粗测。显然，粗同步并不能使两个 PN 码序列精确对准，若要更精确估计  $t_d$  的取值，则需要粗同步的基础上进行精同步。精同步一般采用的是由 VCO 控制的跟踪环来实现，精同步误差越小，要求 VCO 所能提供的时钟分辨率要更高。由精同步求得码内相位差  $\tau_c$ ，得到更为精确的时间估计  $\tau = iT_c \pm \tau_c$ 。

## 2 井下扩频测距方法设计

### 2.1 井下扩频测距整体方案

根据以上分析，井下扩频测距整体方案如图 1 所示，实现测距方法的装置包括通信控制模块和无线应答模块，采用询问/回答的方式测量出二者的距离。FPGA 处理器作为通信控制模块的控制器，对无线应答模块的 ID 号进行编码，并产生扩频码，送入发射机调制后，产生询问信号经双工器发射出去；无线应答模块接收到此信号，与自身 ID 号比对确认身份后，将此询问信号反射回通信控制模块；接收机对所接收的反射信号进行处理，送入 FPGA 进行相关运算，获得应答信号 PN 码滞后于发射信号 PN 码的相位和 ID 号，求出 ID 号对应的无线应答模块与本通信控制模块的距离。

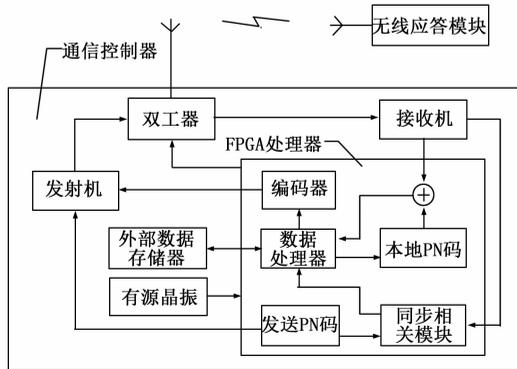


图 1 扩频测距系统组成框图

### 2.2 并行高采样实现 PN 码同步精测算法

#### 2.2.1 询问信号的编码及解扩

每一个无线应答模块内部固化了最高位为 0 的十六位二进制数表示的 ID 号，用以标识本模块的身份，最高位为 0 是为了在信号接收时与前导符区别。由 FPGA 处理器内部的编码器，产生形如 (3) 式的序列，

$$d(t) = \sum_k d_k P_d(t - kT_d) \quad (3)$$

其中： $d_k$  为若干位全 1 的前导符和无线应答模块 ID 号的双极性不归零码编码序列， $T_d$  是一位数据 bit 持续时间。每一个通信控制模块由 FPGA 处理器内部的发送 PN 码部件产生一条周期为 511 码片的  $m$  序列作为扩频码，该扩频码在发射机部件对 (3) 式所示的数据进行扩频调制，则扩频调制后的询问信号如下式所示：

$$q(t) = \sum_k d_k P_d(t - kT_d) \sum_n c_n P_c(t - nT_c) \quad (4)$$

其中： $T_d = 511T_c$ 。

询问信号调制采用的是双频率载波调制方式，可以给无线应答模块提供参考信号用于其对所接收的询问信号解扩。无线应答模块从中得到 ID 号编码信息，通过比较电路与自身 ID 号比较，如与自身 ID 号一致，则将含 ID 信息的信号经功率放大器放大后再次发射出去。

#### 2.2.2 核心算法设计

通信控制模块接收机对所接收到的应答信号进行载波解调后得到形如  $r_B(t) = c'(t)d'(t)$  的数字基带信号，需要通过同步技术求出它与所发射询问信号之间的相位差。考虑到井下测距存在实时性的要求，捕获时间很短，PN 码捕获必须采用并行捕获方式，可以利用 FPGA 良好的并行处理能力来实现，同步精测算法如图 2 所示。

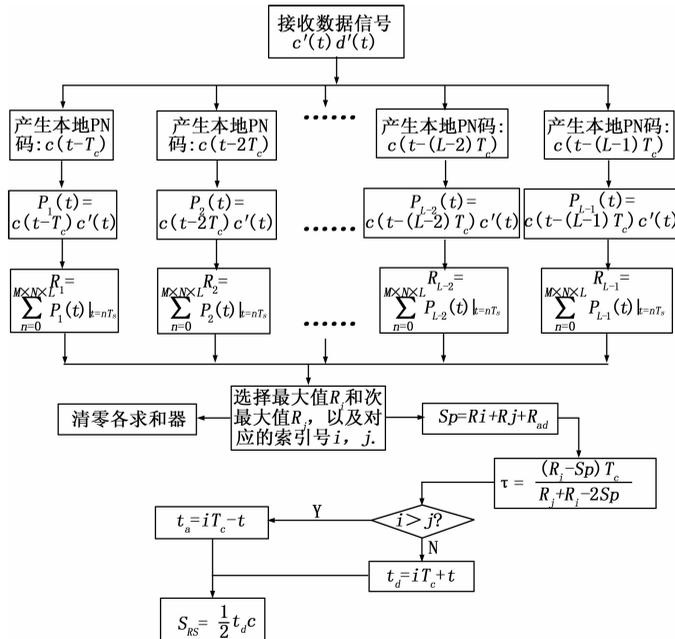


图 2 并行高采样的 PN 码同步算法

在 FPGA 内部开辟  $L - 1$  条相关通道，在每条相关通道中，产生与发送 PN 码依次相差  $T_c$  相位的本地 PN 码，与并行送入通道的数字基带信号进行相乘运算，由于  $d'(t)$  具有全 1 的前导符，在 PN 码捕获阶段，取  $M$  个前导符，第  $K$  条相关通道中经乘法运算后的信号形式为：

$$P_k(t) = c(t - kT_c)c'(t), 0 < t < MT_b \quad (5)$$

对  $P_k(t)$  离散高采样求和：

$$R_k = \sum_{n=0}^{M \times N \times L} P_k(t) \delta(t - nT_s) \quad (6)$$

$\delta(t)$  为冲激函数,  $M$  为前导符的个数,  $L$  为 PN 码周期,  $N$  为每个 PN 码片的采样点数,  $T_s$  为采样时间间隔, 求和结果  $R_k$  即是第  $k$  个相关通道的相关值。  $m$  序列自相关函数在  $|\tau - t_d| \leq T_c$  内是对称的线性关系, 在此范围内, 其自相关函数可表示为:

$$R(\tau) = P - (P + 1) \frac{|\tau|}{T_c} \quad |\tau| \leq T_c \quad (7)$$

$P$  为  $m$  序列周期。在  $L-1$  条相关通道中搜索相关最大值  $R_i$  和相关次大值  $R_j$ , 将相关最大值  $R_i$  和相关次大值  $R_j$  其分别代入 (7) 式, 则可推导求得码内相差:

$$\tau = \frac{(R_i - Sp)T_c}{R_j + R_i - 2Sp} \quad (8)$$

其中:  $Sp = R_i + R_j + R_{ad}$ , 表示实际的相关峰值, 因为需要考虑到实际应用的环境误差, 加上了一个调整因子  $R_{ad}$ 。需要指出的是, 在此推导过程中用到了第二极值点  $R_j$ , 这对增强了算法的稳定性很有意义。获得码间相差  $\tau$ , 则可求得发射信号与所接收到的回应信号间的时间延时  $t_d = iT_c \pm \tau$ , 当  $i < j$  时, 取十号, 当  $i > j$  时, 取一号。由  $S_{RS} = \frac{1}{2}ct_c$  可求得通信控制模块与无线应答模块之间的距离  $S_{RS}$ , 其中  $c$  是光速。

### 3 算法性能分析及仿真

#### 3.1 高采样对捕获时间精度的影响

扩频信号频带越宽, 其捕获时间精度越高。对于测距而言, 可获得更高的时间分辨率, 提高测距精度。将 (6) 式中采样信号进行 Fourier 变换, 则采样信号的频谱为:

$$P_s(jf) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_k(j2\pi f_k - jn2\pi f_s) \quad (9)$$

由 (9) 式,  $f_k$  为数字基带信号  $P_k(t)$  实际带宽,  $f_k = 2/T_c$ ; 经 FPGA 高采样后, 在频率轴上以采样频率  $f_s$  为周期进行了扩展, 其内部处理带宽  $f_s = 2/T_s$ , 约为  $f_k$  的  $N$  倍, 相当于在信号处理过程中对  $P_k(t)$  再次扩频, 意味着把时间分辨率再次提高了  $N$  倍。只要有足够的处理带宽 (取决于处理器的速度), 则能达到所要求的同步精度。同时考虑矿井有限的空间区域及测距的实时性要求, 可以认为在测距过程中对接收信号始终能保持同步状态, 因此, 高采样在不需要 PN 码的精同步过程情况下, 保障了精同步的功能的实现, 降低了系统的复杂度。

#### 3.2 多径效应的影响

井下巷道矩形居多, 将此方法应用于  $d \times h$  的矩形巷道,  $d, h$  分别为巷道截面宽和高,  $d > h$ , 煤矿井下空间狭长, 空间受限, 电磁波在其中传播会经过多次反射和折射, 如图 3 所示。

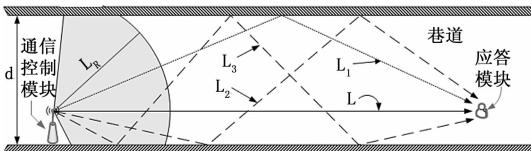


图 3 巷道多径效应示意图

后, 到达应答块的信号有直达信号  $L$  和时延各不相同的反射信号群  $L_1 - L_3$ , 多径效应明显。在信号源  $L_R$  范围内, 信号功率衰减不大<sup>[7]</sup>, 可以认为不受多径效应的影响, 在  $L_R$  范围外,  $L_2$  和  $L_3$  经过了两次以上的折射, 由于多次折射造成的能量损耗, 到达目标能量已经衰减很大, 可以忽略它们对直达信号  $L$  的影响。因此可以只考虑一次折射信号  $L_1$  对  $L$  的随机干涉。因为  $L \gg d, L_1$  相对于  $L$  时延不大, 若  $d = 4 m$ , 则  $L_R$  约为  $6 m$ <sup>[7]</sup>, 在  $L_R$  范围外, 设扩频码速  $20 \text{ Mb/s}$ , 则时延一般不超过码片持续时间的  $1/5$ , 调制信号的持续时间比传播路径延迟大得多, 属于平衰落 (flat fading) 信道<sup>[8]</sup>, 矿井多径效应的影响会造成码持续时间变宽, 不会造成严重的线性失真。据上分析, 选取周期为 31 码片的  $m$  序列为研究对象, 对每一 PN 码片进行 20 采样, 分别在正常无时延、时延  $1/4$  码片和时延  $3/5$  码片的情况下进行相关运算。结果如图 4 所示。

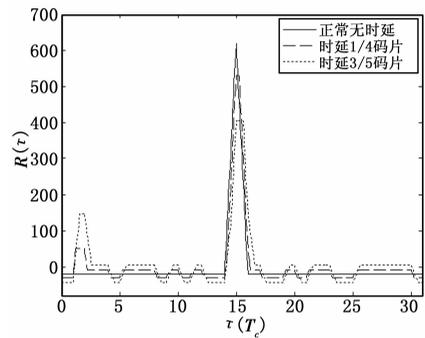


图 4 码时延对相关算法影响

从图 4 中清楚看到, 时延并不影响相关峰的位置, 但时延会引起相关运算的多值性, 有次峰值出现, 主峰峰值下降, 而且主峰值有扩散现象, 其尖锐性受到影响。时延越长, 则其多值性越明显, 主峰值扩散现象越严重, 其它峰值上升越快。所造成的影响对于传统捕获算法影响很大。但由于本算法利用了第二极值点, 算法具有冗余性, 在主峰位置不变的情况下, 只要次高峰值不足主峰值  $1/2$ , 仍能准确判断峰值点。从图 4 中可看出, 即使有  $3/5$  码片的时延扩展, 也不会对算法判断造成影响, 所以本算法具有抗多径效应的功能。

#### 3.3 误码率的影响

测距算法采取的是先载波解调后解扩的方式, 其解调性能类似于 2PSK 系统, 理论上计算, 在信噪比接近于 1 的情况下, 接收误码率大致为 0.113, 关于扩频信号在在矿井环境下的误码率问题, 文献 [9-10] 做了深入的分析, 在低信噪比的情况下导出的误码率结果在 0.1 左右。与 2PSK 系统理论值大致相当。在低信噪比的条件下能否进行正确捕获是检测算法能否适用于井下的恶劣电磁环境的一个重要指标。根据上述相关的误码率结论, 随机确定 12% 的码片错误, 在此情况下进行相关运算, 结果如图 5 所示。

从图 5 中, 12% 的误码率并未造成相关峰的偏移, 误码所造成的影响体现在使相关结果呈现多值性, 相关峰值降低, 但相关峰值相对其它相关次峰值仍具有十分明显的峰值性, 可以保障第二极值点的存在, 使得算法稳定性不受影响, 表明算法能充分抑制误码所造成的不利影响。能够适用于井下的恶劣电磁环境。

通信控制模块所发射电磁信号经巷道壁多次反射和折射

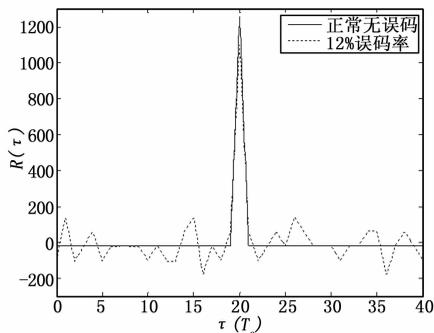


图 5 误码率对相关算法的影响

### 3.4 总体仿真

根据设计方案及算法描述，设置如下仿真参数： $T_d$  设为  $2.5 \times 10^{-5}$  秒，即数据码速为 40 kb/s，m 序列作为扩频码，周期为 511 码片，不失一般性，设  $T_d = 511T_c$ ，即 PN 码速约为 20 Mb/s，每个 PN 码上采样 20 个点，则采样周期约为  $T_s = T_c/20 = 2.5 \times 10^{-9}$ s，仿真的环境参量设为码延迟 7/20 码片，误码率设为 10%，在上述条件下，如图 6 所示。

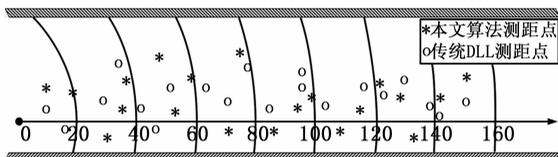


图 6 巷道仿真测距图

沿巷道方向进行一维测量，以通信控制模块为原点，测量距离设为 10~150 m，随机测距 20 个点 (\* 号所示)，其中 PN 码的并行高采样捕获算法在 FPGA 内完成。

为了对比算法性能，考虑到传统的扩频测距中使用的典型技术是延迟锁相环 (DLL) 技术，用 DLL 精测技术在同样条件下也随机测量 20 点 (图 6 “o” 点所示)，在 DLL 精测技术中，分别采用数字匹配滤波器实现 PN 码的捕获和超前一滞后跟踪环实现 PN 码的跟踪。二者的仿真结果如图 7 所示。

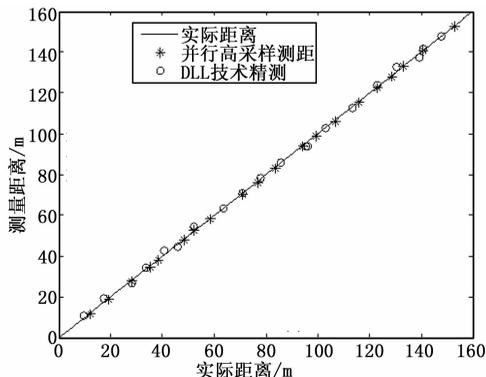


图 7 测距仿真结果

采用并行高采样测距方法所测点基本在实际线上，最大误差为 0.654 m，不超过 0.75 m，理论上最大误差应该不超过一个采样点对应的距离，即约为 0.375 m，说明在外部条件影响下，算法并不能精确地确定峰值点，会有一个采样点的误差。但误差能控制在两个采样点内，表明算法具有鲁棒性。而采用

DLL 技术，由于受延迟，误码率影响，在没有使用 RAKE 技术的前提下，在多径效应严重时会产生较大的误差，最大误差达到了 2.25 m，表明本文所提出的并行高采样的算法尽管省略了精测环节，由于高采样增大了处理带宽，性能优于典型的 DLL 精测技术。其次，二者仿真的时间有很大差距，前者是 FPGA 实现的并行无跟踪环的运算，所提出算法完成一次测距所需要的时间大致与 FPGA 相关模块进行一次相关运算的时间为同一数量级，能达到毫秒级，具有实时性；后者完成一次测距则需要 10 s 以上，显然不能达到实时应用的要求。

### 4 结论

1) 所提出的并行高采样实现的同步算法是在煤矿井下特殊环境下实现的一种高效解决扩频码同步问题的方法；

2) 算法充分利用了 FPGA 高速并行的特点，在没有 PN 码精同步环节的情况下，将测距 PN 码所占带宽限制在 50 MHz 以下而测距精度达到 1 米以内，有效解决了井下测距精度与所需带宽的矛盾；同时由于无需另行设计 PN 码跟踪环路，降低了系统设计的复杂度，提高了系统设计的性价比；

3) 另外，算法利用了相关通道中的第二极值点，这使得算法具有冗余性和强健性，能够抑制井下严重的电磁干扰，适合于煤矿井下复杂电磁环境。因而基于该算法所实现的扩频测距方法，能为煤矿井下精确定位系统提供一种可靠的测距技术支持。

### 参考文献:

[1] Farnsworth B D, Taylor D W. High-precision 2.4 GHz DSSS RF ranging [A]. Institute of Navigation - International Technical Meeting [C]. San Diego: ITM, 2011: 178-183.

[2] 田孝华, 廖桂生, 赵修斌, 等. 面向 CDMA 蜂窝网的无线定位技术 [J]. 电子学报, 2005, 33 (12): 2196-2200.

[3] Lu Yun, Finger A. Novel Multi-correlation Differential Detection for Improving Detection Performance in DSSS [A]. 2010 Intl. Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications [C]. Piscataway: IEEE. 2010: 120-124.

[4] Ki J I, Jee, G I. mitigation of multipath ranging error using non-linear chirp signal [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology. 2013, 8 (3): 658-665.

[5] 孙继平. 矿井宽带无线传输技术研究 [J]. 工矿自动化, 2013, 39 (2): 1-5

[6] 王艳芬. 矿井特殊环境下的超宽带无线通信信道模型研究 [M]. 徐州: 中国矿业大学出版社, 2012.

[7] 孙继平, 刘毅, 樊京. 煤矿井下高频电磁骚扰工程计算模型 [J]. 煤炭学报, 2012, 37 (12): 2118-2122.

[8] Wilkinson T. A, Barton S. K. Diversity performance of direct sequence spread spectrum ISM band radio LANs in multipath channels [A]. IEE Colloquium [C]. London: IEE, Stevenage. 1994: 1-6.

[9] 惠晓敏, 辛晓敏. 直接序列扩频矿井通信系统的性能分析 [J]. 计算机测量与控制, 2012, 20 (9): 2539-2541.

[10] 杨维, 牛丽. 多音 CDMA 调制在矿井巷道中通信性能分析 [J]. 中国矿业大学学报, 2009, 38 (1): 56-60.