

OFDM、扩频通信技术在电力线通信中的应用分析与仿真

刘恒,汪光森,王乘

(华中科技大学水电与数字化工程学院,湖北 武汉 430074)

摘要:介绍了一种基于统计方法得出的低压电力线载波信道模型,并分析了OFDM技术和扩频通信各自对于低压电力线通信的优缺点。最后给出了这两种调制方式基于本文信道模型的仿真结果。

关键词:电力线通信; OFDM; 扩频通信

中图分类号: TM73; TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-4897(2003)07-0041-06

1 引言

自20世纪20年代以来,电力线载波通信技术一直利用10 kV以上的中、高压电力传输线作为高频载波信号的信道,该技术已经广泛应用于电力系统内的继电保护、远程计量、远端系统控制和语言传输,利用中、高压电力线进行电力线载波通信的研究已经相当成熟和深入。但是,对于在低压电力线上进行高速数据传输的研究从20世纪90年代初才慢慢兴起,1991年,英国Norweb通信公司的Paul Brown博士开始寻求在低压电力线上进行高速数据传输,并于1995~1997年在英国的Manchester进行电力线语音传输实验,从而掀起了研究PLC(Power line Communication)技术的热潮。

另一方面,随着接入网瓶颈效应的日益突出,为解决“最后一公里”的问题,各种宽带接入网技术风起云涌,PLC技术以其先天的覆盖面积之广、无需重构网络的优势,在与同是接入网技术的Cable Modem(线缆调制解调器)、xDSL(数字用户环路)和无线接入技术LMDS(本地多点分配系统)的对比中显得更加引人注目。使用低压电力线进行通信,可以方便的组建计算机局域网(LAN)、传递远程监视图像、实现自动抄表(Automatic Meter Reading)系统和用于火灾报警(Fire Alarm)系统等。此外利用已有的能量管理系统(EMS)和电力线通信技术,还将实现用电方与供电方信息的实时双向交流,为已经在世界范围兴起的电力贸易、电力市场的建立提供技术支持。

然而,由于低压电力网的通信环境相当恶劣,突出表现在信道的噪声大、干扰多、阻抗变化大、对高频信号的衰减大且存在多径干扰现象,并且这些因素时刻变化,变化幅度很大。近年来,国内外纷纷研究有效的措施来克服这种复杂通信环境的影响。其中,最为突出的技术就是扩频通信和正交频分多路

复用(OFDM)技术,这两种技术最早被应用于无线通信领域,它们都具有很强的抗干扰、抗多径效应的能力,本文从分析它们各自的原理入手,对它们应用于低压电力线信道环境时进行一定的分析和仿真比较。

2 低压电力线信道模型

低压电力线上的干扰特性非常复杂,而且随机性、时变性大,难以找到一个较为准确的解析式或数学模型加以描述,这也是为什么一直以来对低压电力线高频信号传输特性的分析多以定性分析和实验数据测试分析为主的原因^[1]。即使有些学者提出了一些模型,但是这些模型也往往是附加了许多假设和限制,而且是基于一些很难得到的先验参数,如文献[2]是基于散射参数,文献[3]是基于四端网络的阻抗和导纳值,因而也是不精确的或适用面很窄,电力线信道的特性更适合用统计的方法计算分析。

目前国际上普遍认为低压电力线上1~30 MHz的频带可以用来进行高速数据传输^[4],对于30 MHz以上频带的信号,因衰减过大在接收端无法检测。在此频带内,电力线信道对信号的影响主要有:信号衰减,背景噪声和多径效应

信号衰减:一般来说,低压电力线信号的衰减随距离的增大而增大,并且信号的衰减与频率有关,频率越高衰减越大。然而由于低压电力网上的负载非常复杂,因此其特性阻抗的变化范围非常大,有时可以从0.1 变到100 ,变化范围超过1000倍。有些局部甚至出现所谓的阻抗低谷区,信号衰减接近80 dB,其原因是各种复杂的负载及电力线本身组合成许多谐振回路,在谐振频率及其附近频率上形成阻抗低谷区,而较低的阻抗会对高频信号产生较大的衰减。

背景噪声:M. Zimmermann将低压电力线信道的

噪声分成 5 类^[5]: 有色背景噪声 (Colored Background Noise)、窄带噪声 (Narrow Band Noise)、与主频率 (50 Hz) 异步的周期脉冲噪声 (Periodic Impulsive Noise, Asynchronous to the Means Frequency)、与主频率同步的周期脉冲噪声 (Periodic Impulsive Noise, Synchronous to the Means Frequency) 和异步脉冲噪声 (Asynchronous Impulsive Noise)。前 3 种噪声为稳态的背景噪声, 可以描述为加性高斯白噪声 (AWGN), 而后两类噪声, 虽然持续时间很短, 但其功率谱密度高, 一旦发生就可能产生数据通信的错位或突发性错误。一般采用前向纠错 (FEC) 信道编码技术加以克服。

多径效应: 由于低压电力线是非均匀不平衡的传输线, 所连接的负载阻抗也处在不断变化之中, 信号会遇到反射、驻波等复杂现象。因此, 信号可能经过不同的路径到达目的地, 当信号以微小的时间差到达接收机时, 就会产生干涉, 从而造成频率选择性衰落 (frequency fading)。而且, 当传输速率很高时, 由于信号的码元周期较短, 码元若经过不同的路径到达接收机, 所用时间不同, 极易造成码元间的相互干扰, 产生码间干扰 ISI (Inter Symbol Interference)。与无线信道不同, 电力线信道中由多径反射产生的时延一般可以认为是一个常数。

综上所述, 电力线的信道模型可表示为: 一个带加性干扰噪声的时变滤波器与一个多径时延和衰减信道的线性组合, Zimmermann 和 Klaus Dostert^[6]经过大量的实际测量, 应用统计的方法得出多径时延与衰减信道模型的脉冲响应为:

$$h(t) = A(d, f) \sum_{i=1}^M g_i(t - \tau_i) \quad (1)$$

其中 M 为信号能够到达接收机的路径数, 称为多径数, g_i 是第 i 条路径的衰落系数, τ_i 为第 i 条路径的时延。 A 为信号衰减函数, 由发信机与接收机之间的距离 d 和信号的载波频率 f 决定, 其表达式为:

$$A(d, f) = e^{-(\alpha_0 + \alpha_1 f^k) \cdot d} \quad (2)$$

其中 α_0, α_1 为衰减系数, k 为衰减因子的指数, 在 0.5 ~ 1 之间。 $g_i, \alpha_0, \alpha_1, k$ 均是 Manfred Zimmermann 和 Klaus Dostert 经过大量的实际测量, 运用统计规律得出的。对于一个典型的四径网络, 其参数见表 1。

表 1 四径网络模型参数

Tab. 1 Parameters of the four-path model

衰减参数					
$k=1$		$\alpha_0=0$		$\alpha_1=7.8 \times 10^{-10} \text{ s/m}$	
路径参数					
第 i 条路径	g_i	d_i/m	第 i 条路径	g_i	d_i/m
1	0.64	200	3	-0.15	244.8
2	0.38	222.4	4	0.05	267.5

3 OFDM

3.1 OFDM 原理

由于多径时延和信道的线性失真, 会在接收符号间产生符号间干扰 (ISI)。目前有效消除 ISI 的技术有两种: 时域均衡和正交频分复用 (OFDM)。但时域均衡技术有两个缺点: 一是结构复杂, 成本较高; 二是仅对时延较短的 ISI 效果比较好, 对时延较长的 ISI 效果比较差, 在这种情况下就需要采用 OFDM。

当 ISI 的时延与传输符号的周期处于同一数量级时, ISI 的影响就会变得严重起来。因此, 延长传输符号的周期可以有效地克服 ISI 的影响, 这正是 OFDM 消除 ISI 的原理。

OFDM 由大量在频率上等间隔的子载波构成 (设共有 N 个载波), 各载波通常可以采用不同的调制方式调制, 一般为 BPSK, QPSK 或 QAM。串行传输的符号序列被分为 N 组, N 组分别调制 N 个子载波, 将 N 个子载波相加后一起发送。所以 OFDM 实质是一种并行调制技术。将符号周期延长 N 倍, 从而提高了对 ISI 的抵抗能力。

子载波间的间隔如何选择, 是 OFDM 的关键。在传统的频分复用 FDM 调制技术中, 各载波上的信号频谱是互不重叠的, 各载波间要加入保护频带, 以便接收机能用滤波器将其分离, 但这样做降低了频带利用率。在 OFDM 中, 取载波最小间隔等于符号周期的倒数, 即 $1/T_s$, 当符号由矩形时间脉冲组成时, 每个载波信号的频谱为 sinc 形状, 其峰值对应于所有其它载波频谱的零点, 载波间隔的选择使这些载波在整个符号周期上是正交的, 即在符号周期上的任何两个载波的乘积都为零。这样, 即使各载波上的信号频谱间存在重叠, 也能无失真地复原。并且 OFDM 所有子载波叠加到一起时, 信号频谱接近于矩形频谱, 因而其频谱利用率理论上可以达到 Shannon 信息传输理论的极限。OFDM 的原理如图 1 所示。

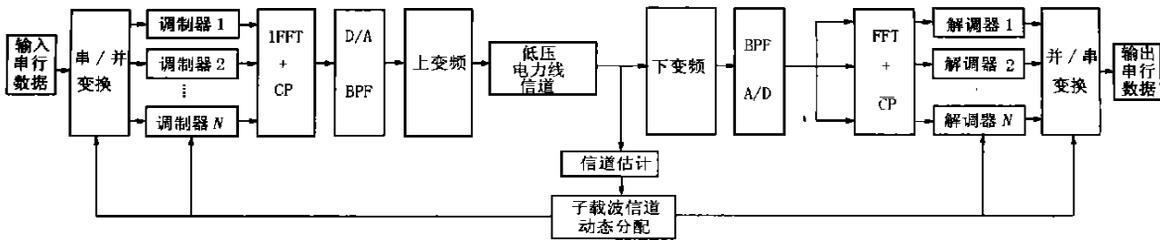


图1 OFDM 系统原理框图

Fig. 1 OFDM system block structure

由于 OFDM 信号频谱不是严格带限的抽样函数,实际信道中产生线性失真(如多径)时,导致每个子信道的能量会扩散到邻近信道,从而破坏子载波间的正交性,产生子载波间干扰 ICI(Inter Subcarrier Interference)。Peled 和 Ruiz 于 1980 年引进循环前缀 CP(Cyclic Prefix)的概念^[7],即将每个 OFDM 信号尾部的一部分信号复制到信号头部,如图 2 所示。只要 CP 的长度大于色散信道的脉冲响应长度,就能保证子载波之间的正交。

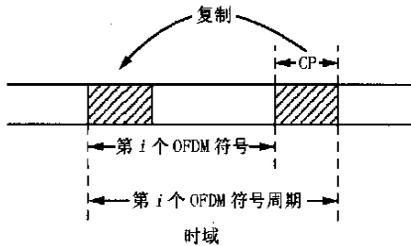


图2 OFDM 符号的循环前缀 CP

Fig. 2 Cyclic prefix(CP) of OFDM symbol

3.2 数学表达

OFDM 信号常常表示成并行传输的正交调制子载波集合,其数学表示式如下:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_{n,k} g_k(t - nT_s) \quad (3)$$

$$g_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5)$$

$X_{n,k}$ 为第 n 帧信号流中的第 k 个要传输的符号,每个 OFDM 符号的有效期为 T_s ; N 为 OFDM 子载波的数量; f_k 为第 k 个子载波的中心频率, f_0 为所使用的子载波的最低中心频率。子载波在频域内是相互正交的。

解调则利用了子载波间在频域内的正交性原理,即

$$\int_{-\infty}^{\infty} g_k(t) g_l^*(t) dt = \begin{cases} T_s \cdot (k-l) & l = k \\ 0 & l \neq k \end{cases} \quad (6)$$

因此,解调器的数学表达式为:

$$X_n = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} x(t) g_k^*(t) dt \quad (7)$$

由于 OFDM 系统中的子载波数量常达几百乃至几千,所以实际应用中不可能像传统的 FDM 那样使用几百乃至几千个振荡器和锁相环进行相干解调。Weinstein 经过严格的数学推导^[8],发现 OFDM 信号可用快速傅立叶反变换 IFFT 来得到,将运算量从 N^2 降为 $N \log N$,并能用数字信号处理器完成 OFDM 调制:输入的 N 个调制符号经过 N 点的 IFFT 后所得到的 N 个数据就是所需的 OFDM 合成信号的 N 个时域采样值,再经 D/A 变换后,就得到了 OFDM 信号波形。此信号乘以实际载波就可将 OFDM 信号搬移到所需的频带上。

待传输的调制信号经过 IFFT 变换,在时域上的复数信号表示为:

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad n = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (8)$$

接收机由下变频、A/D 转换器、带通滤波器、FFT、解调模块等部分组成。其工作过程为:首先经下变频将串行数据还原为基带信号,采用 FFT 恢复基带信号,并采用相应的解调方式解调出 N 路低速数据,最后通过并/串转换合成原始高速数据流。接收端经 FFT 变换后还原为频域的基带信号表示为:

$$y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} x_n \cdot e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \quad k = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}-1 \quad (9)$$

3.3 OFDM 技术的优点

(1) 频谱利用率高,理论上可以达到 Shannon 信

息论的极限。

(2) 能有效克服 ISI。

(3) 能有效抵抗信道衰落, OFDM 技术把频率选择性衰落信道划为多个并行的平坦衰落信道, 因此采用简单的信道均衡技术就能满足系统性要求, 不需要采用复杂的自适应均衡技术。

(4) 抗噪声干扰, 动态分配子信道, 即所谓的“灌水原则”, 如图 3 所示, OFDM 技术可以由发射的导频信号对各个子载波信道进行信道估计, 当子信道的 SNR 较低时, 分配较少的传输数据给该子信道, 甚至将其关闭, 不传数据, 从而保证传输的可靠性。



图 3 OFDM 子信道分配

Fig. 3 Subchannel allocation of OFDM system

3.4 OFDM 技术的难点

OFDM 技术已成功应用于数字广播 DAB 和欧洲视频广播 DVB 系统, 并且是第四代无线通信技术标准的有力竞争者。但将 OFDM 应用于低压电力线载波通信的过程中, 仍有一些难点尚待解决:

(1) 峰均功率比 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) 较高, 由于各子载波间的统计独立, OFDM 信号时域上并行而在频域上正交, 其相应的时域波形近似于高斯分布, 有可能在时域上产生过高的峰均功率比, 子载波数越多, 峰均功率比越高。过高的峰均功率比会产生信号限幅失真。这就要求系统中的功放级器件要有良好的线性动态特性, 以避免传输信号的频谱扩散和非线性失真, 增加了系统的成本和实现难度。

(2) OFDM 技术的另一个难点是同步问题。包括 OFDM 符号同步 (Symbol Synchronization)、载波同步 (Carrier Synchronization) 和采样频率同步 (Sampling Frequency Synchronization)。由于子载波的频谱相互交叠, OFDM 符号对频率偏差和非线性失真相当敏感, 在高速传输时, 频偏问题尤其严重。一旦产生频偏, 导致子载波的信号不能正确解调, 产生 ICI 和 ISI。

(3) 由于低压电力网不是专门用于通信目的, 所以其信道特性十分恶劣, 干扰多, 衰减大。尤其是从最后一级变压器到用户的这一段, 因线路缺少屏

蔽层, 极易受到雷电波、无线电波和热噪声的干扰。且连接负载众多, 信号衰减大, 相对较高的调制效率需要相对较高的信噪比, 这对于硬件的设计提出了高要求。如美国 Intellon 公司基于其 Powerpacket 技术的低压电力线载波通信芯片 INT5130 的载波频带为 4.3 ~ 20.9 MHz, 但该技术仍然仅限于家庭内部网的组建, 还不能真正解决“最后一公里”的接入网问题。如何在此频带内实现信号的高速远距离传输, 仍然是一个难点, 需要硬件和软件技术的共同提高。

4 扩频通信

4.1 扩频通信原理

所谓扩频通信 (SS: Spread Spectrum) 是将信息频带展宽, 使其在更宽的频带内传输, 而在接收端通过相关接受来恢复原始信息带宽的一种技术。扩频的方法有很多, 主要有: 直接序列扩频 (DS: Direct Sequence Spread Spectrum 简称直扩)、跳频扩频 (FH: Frequency Hopping)、跳时 (TH: Time Hopping)、线性调频 (Chirp)。在低压电力线载波通信主要使用 DS 方式。扩频通信的原理如图 4 所示, 所谓直接序列扩

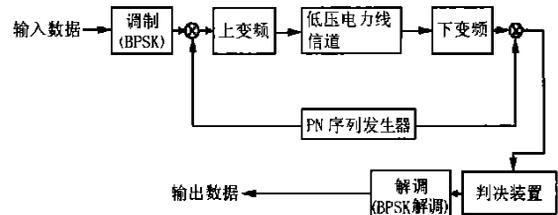


图 4 直接序列扩频系统

Fig. 4 DS-SS block diagram

频, 就是直接用高速率的伪随机扩频码 PN 序列在发端去扩展信号的频谱, 而在收端, 用相同的扩频码 PN 序列进行解扩, 把展宽的扩频信号还原成原始的信息。接收机解扩实际上是对干扰信号进行频谱展宽, 把干扰信号变成功率谱密度很低而频谱很宽的信号, 经窄带滤波器滤除后, 使落到带内的干扰信号能量很小, 而有用的数字信号被压缩还原成窄带信号, 顺利通过滤波器, 因此, 该系统具有很强的抗干扰能力。其中, 扩频调制的一种方法是把信息序列和伪随机序列直接作模 2 加或相乘, 产生一个速率与伪随机序列码速相同的扩频序列。这里, 一个伪随机码的脉冲宽度称为一个“CHIP”间隔 T_c , 一个比特矩形脉冲宽度 T_b 内的伪随机脉冲数称为“CHIP”数。

对于电力系统的多径效应, 扩频通信一般采用 RAKE 接收机技术: 只要路径之间的时延差大于—

个 PN 码片宽度,就可以利用多径信号加强接收效果,此种技术称为 RAKE 分集接收技术(俗称路径分集),如图 5 所示。一般 RAKE 接收机由搜索器(Searcher)、解调器(Finger)、合并器(Combiner)3 个模块组成。搜索器完成路径搜索,主要原理是利用码的自相关及互相关特性。解调器完成信号的解扩、解调,解调器的个数决定了解调的路径数。合并器完成多个解调器输出的信号的合并处理,通用的合并算法有选择式相加合并、等增益合并、最大比合并 3 种。合并后的信号输出到解调单元,进行解调处理。

本文采用最大比合并,设第一个解调器对于第 n 帧信号流中的第 k 个要传输的符号的响应为 $z_{n,k}^{(1)}$,第二个解调器对于第 n 帧信号流中的第 k 个要传输的符号的响应为 $z_{n,k}^{(2)}$,则第 n 帧信号流中的第 k 个要传输的符号的判决函数为 $\hat{z}_{n,k} = z_{n,k}^{(1)} |z_{n,k}^{(1)}| + z_{n,k}^{(2)} |z_{n,k}^{(2)}|$,判决结果为 $\hat{x}_{n,k} = \text{sgn}(\hat{z}_{n,k})$ 。

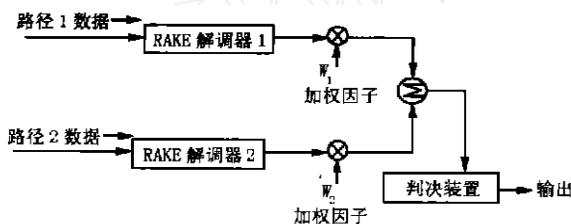


图 5 RAKE 接收机

Fig. 5 RAKE receiver

4.2 处理增益

由于扩频通信所使用的带宽 B 远大于信号实际所占带宽 B_0 ,这两者的比值 $G = B/B_0$ 称为扩频系统的处理增益,由 Shannon 定理可知,处理增益 G 越高,系统的抗干扰能力越强,系统正常工作所需的信噪比就越低。实际系统中,为了克服低压电力线信道中与主频率同步的周期脉冲噪声和异步脉冲噪声,一般采用前向纠错(FEC)信道编码技术加以克服,而信道编码将引起信号频带的扩展,在系统可用带宽受限的情况下,编码引入的频带扩展将降低扩频增益。因此,存在一个编码增益和扩频增益之间的折衷,对此应恰当地协调两者的关系。

5 两种调制技术针对于电力线信道的优点和缺点

由于 OFDM 调制技术使用了大量的子载波,因此合成的信号具有非常大的峰均功率比(peak-to-average power ratio (PAPR)),如果要维持频带内信号的

线性性,信号放大元件就要在特定的频带内具有很好的动态特性。而采用扩频调制时,由于是单载波系统,直接序列扩频只使用恒包络调制,因此没有这个问题。

OFDM 系统可以根据每个子载波的状况(信噪比大小)动态地在不连续的频带内分配不同的信号传输速率,甚至可以关闭那些在噪声源附近频率选择作用较强的信道。低压电力线载波芯片制造商如 Intellon 和 Inari 均使用了 OFDM 的这一特性,来抵抗低压电力线信道恶劣的通信环境。而扩频系统由于是单载波调制系统,无法动态地分配频带。

扩频系统不需要像 OFDM 那样,在频带间加入保护间隔以及在数据帧前面加入循环前缀。OFDM 技术在子载波之间失去正交性的时候,就会产生 ISI (Inter symbol interference),这种额外的开销,降低了频带利用率。但实际的 OFDM 系统的传输速率仍可以达到 $10 \sim 15$ Mbps,而实际的扩频系统只能达到 5 Mbps。因此,即使是增加了额外的开销,OFDM 仍能提供更高的传输速率。

OFDM 系统中在发射机和接收机之间产生的频率偏移非常重要。频偏必须使用自动频率控制(automatic frequency control (AFC))进行消除,否则子载波间就不会继续保持正交。扩频通信系统必须注意发射机和接收机之间产生的定时偏移,当处理增益增大时,这一问题更加突出。

由于低压电力线信道具有多径传播特性,因此它是一个频率选择性衰落信道。OFDM 的各个子信道可以看作是平坦衰落信道,而不是一个频率选择性衰落信道,能够很好地抵抗多径传播的影响。另一方面,由于信道的频率选择特性,扩频系统中也存在严重的多径干扰。可以使用 RAKE 接收机来从多径信息中恢复信号。但是使用 RAKE 接收机将增加扩频系统的复杂性。目前,即使在无线领域也只有少数公司实现了 RAKE 分集接收功能。

6 仿真结果

仿真时待传输信号均使用 BPSK 调制后的信号,对于扩频通信的仿真,为每一个数据帧产生一个随机的 PN 码,每一个数据帧长 1024 比特,电力线信道模型为一个带加性干扰噪声的时变滤波器与一个多径时延和衰减信道的线性组合,信道的处理增益 G 为 7。OFDM 调制使用 8 个子载波,多径时延 τ_i 为小于 T_b 的随机数,且为 T_c 的整数倍。衰减系数和多径系数见表 1,多径信号已作归一化处理。

仿真时假设在任意时刻只有一个用户能够占用信道。而且,除了噪声干扰源以外,最大的问题就是多径时延。图6为未进行信道编码的仿真结果。仿真时使用的RAKE接收机有两个解调器(Finger),分别接收两路多径信号,并且假设只使用两路多径信号就足以恢复信号。仿真结果清楚地表明,RAKE接收机能够降低在电力线信道这种多径时延系统的误码率,并且表明OFDM调制技术的误码率明显低于扩频调制技术。

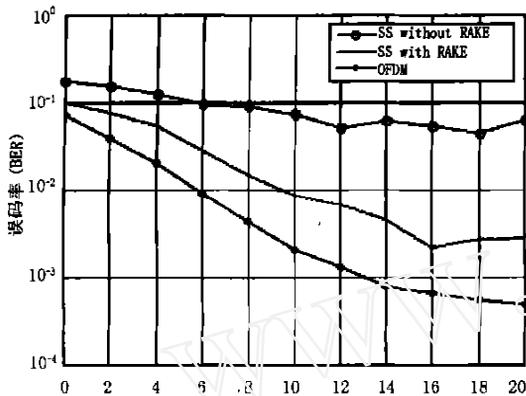


图6 扩频通信(SS)与OFDM仿真误码率曲线图

Fig. 6 BER performance of SS and OFDM

7 结论

高速电力线载波通信技术已逐渐成为国内外通信领域的研究热点,具有巨大的市场潜力。本文在分析了电力线信道特性的基础上,对当前应用于该领域的两大调制技术进行了比较和仿真。其中OFDM技术作为一种多载波调制技术,在带宽受限的电力线通信领域具有较大的优势,但仍然还存在需要解决的难点问题。随着VLSI(超大规模集成电路)技术和DSP(数字信号处理器)技术的进一步提

高,OFDM必将成为高速电力线载波通信领域的主流技术。

参考文献:

- [1] 姜霞,程时杰. 低压配电网载波通信噪声特性研究[J]. 中国电机工程学报,2000,20(11):30-35.
- [2] Barnes J. A physical multi-path model for power distribution network propagation [C]. In Proc. 1998 Int. Symp. Powerline Communications and its Applications, Tokyo, Japan, Mar. 1998:76-89.
- [3] Dalby A. Signal transmission on powerlines—Analysis of powerline circuits [C]. in Proc. 1997 Int. Symp. Powerline Communications and its Applications, Essen, Germany, Apr. 1998:37-44.
- [4] PALAS. State of the Art and Initial Analysis of PLC Services [M]. Netherlands:ECN Energy Efficiency Jun. 2000.
- [5] Zimmermann M, Dostert K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications [J]. IEEE Transactions Electromagnetic Compatibility, Feb. 2002, vol. 44:249-258.
- [6] Zimmermann M, Dostert K. A multipath model for the power line channel [J]. IEEE Transactions on Communications, April 2002, vol. 50:552-559.
- [7] Peled, Ruiz A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity models [C]. In Proc. ICAS SP, 1980:964-967.
- [8] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform [J]. IEEE Transactions on Communications, Oct. 1971, 19(5):628-634.

收稿日期: 2002-11-19; 修回日期: 2003-01-09

作者简介:

刘恒(1978-),男,硕士研究生,研究方向为电力线载波通信;

汪光森(1969-),男,博士后。目前主要从事有关通信系统、智能仪器仪表及自动控制系统方面的研究与开发。

Applications and simulation of OFDM, spread spectrum in PLC

LIU Heng, WANG Guang-sheng, WANG Cheng

(College of Hydroelectricity and Digitalisation Eng., HUST, Wuhan 430074, China)

Abstract: Introduce a power line channel model combined with an AWGN filter and a multipath model, which is analyzed and derived from a great number of measurements. Discuss two modulation technologies: OFDM and Spread Spectrum. Present their principle and implementing method in high data rate power line communication. Conclude that OFDM is much better for power line communication.

Key words: power line communication; OFDM; Spread Spectrum