

doi:10.13756/j.gtxyj.2022.02.004

光通信系统与网络技术

基于 MIMO 电力线信道的定时同步算法

申敏^{a,b}, 毛文俊^{a,b}, 袁一铭^{a,b}, 李心安^{a,b}

(重庆邮电大学 a. 通信与信息工程学院; b. 新一代宽带移动通信重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 针对多输入多输出(MIMO)电力线通信(PLC)系统中的脉冲噪声造成定时同步不准确的问题,文章提出了一种基于MIMO PLC系统的正交频分复用(OFDM)符号定时同步算法,利用差分相关和最大比合并(MRC)提高同步性能。在 2×2 MIMO PLC信道模型下,两个发送端口发送自相关性和互相关性良好的前导序列,在接收端通过设置阈值过滤电力线中的脉冲噪声,采用改进的延时自相关算法实现定时粗同步。利用窗口求和方法减小精同步的估计范围后,通过差分相关和MRC联合算法完成定时精同步。相比互相关算法,所提算法有2 dB的提升。仿真结果表明,该方法同步性能明显优于传统互相关算法。

关键词: 多输入多输出; 电力线通信; 定时同步; 差分相关

中图分类号: TN913.6

文献标志码: A

文章编号: 1005-8788(2022)02-0018-04

Timing Synchronization Method in MIMO Power Line Channel Communications

SHEN Min^{a,b}, MAO Wen-jun^{a,b}, YUAN Yi-ming^{a,b}, LI Xin-an^{a,b}

(a. School of Communications and Information Engineering; b. Key Lab of New Generation Broadband Mobile

Communication Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: For the problem of system timing synchronization inaccuracy caused by impulsive noise in Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Power Line Communication (PLC), an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) symbol timing synchronization algorithm based on MIMO PLC system is proposed in this paper, which uses differential correlation and Maximum Ratio Combining (MRC) to improve the synchronization performance. Under 2×2 MIMO PLC channel model, the two transmitting ports send preamble sequences with good autocorrelation and cross-correlation characteristics. At the receiving end, the impulse noise in the power line is filtered by setting the threshold, and the timing coarse synchronization is realized by using the improved delay autocorrelation algorithm. Next, the window summation method is used to reduce the estimation range of fine synchronization. Then, a combined differential correlation and MRC algorithm is used in the timing fine synchronization stage, which has 2 dB improvement compared with the previous method. The simulation shows that the synchronization performance of the proposed method is obviously superior to the traditional cross-correlation method.

Key words: MIMO; PLC; timing synchronization; differential correlation

0 引言

电力线通信(Power Line Communication, PLC)受电力线网络本身以及接入负载的影响,具有多径衰落严重和噪声大等缺陷。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术因其抗多径衰落能力强、频谱利用率高等优势,恰好能克服电力线本身的缺陷。利用保护地线(Protective Earth, PE)形成多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)的传输机制,可以提升电力线的通信速率^[1],在不需要增加额外带宽的情况下提升系统容量。

在MIMO PLC系统接收端需进行精准的定时同步,否则会产生严重的符号间干扰甚至载波间干扰。文献[2]提出了在两根发射天线发送同样的训

练序列来实现MIMO系统同步;文献[3]为了提高MIMO-OFDM系统在平坦衰落信道和多径衰落信道下的同步性能,提出了一种将发射天线选择和接收端最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)相结合的方案;文献[4]提出了一种利用差分相关的精同步方案,从而消除了粗同步阶段产生的“峰值平台”;文献[5]将延时相关函数与互相关函数合并实现了定时同步过程;文献[6]在接收端通过使用一组相关器提高了定时的正确率。上述算法不仅计算复杂度太高,且不适用于噪声环境复杂的PLC信道。

针对上述问题,本文提出了一种适用于MIMO PLC系统的定时同步算法,利用差分相关和MRC的联合算法来实现精准定时。仿真结果表明,与互相关算法相比,改进算法能够提高定时同步的正确

收稿日期:2021-06-10

基金项目:国家科技重大专项资助项目(2018ZX03001026-002)

作者简介:申敏(1963—),女,重庆人。教授,硕士,主要研究方向为通信核心芯片、协议与系统应用技术。

通信作者:毛文俊,硕士。E-mail:920846169@qq.com

率,且能有效降低计算复杂度。

1 MIMO PLC 系统模型

1.1 信道模型

传统的 PLC 通过将单相线中的相线(Phase,P)和零线组合成一个发送端口和一个接收端口来完成通信的过程。MIMO PLC 系统模型如图 1 所示,MIMO PLC 系统利用额外的 PE,通过 P、中线(Neutral,N)和 PE 两两组合形成多个发送和接收端口。P-N、P-PE 和 N-PE 可提供 3 组端口。根据基尔霍夫定律,3 个输入信号的和必须为 0,因此,只有其中的两个端口可以同时作为发送端口。在接收端,所有 3 个不同的接收端口都是可用的。另外,当数据网络传输信号不平衡时会产生共模(Common Mode,CM)接收端,构成第 4 个接收端。CM 模式会造成很大的电磁辐射,因此本文中不考虑 CM 模式。

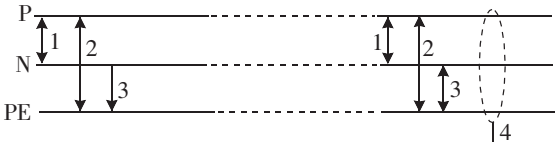


图 1 MIMO PLC 系统模型

MIMO PLC 系统中,第 i 个发射端口的基带时域 OFDM 数据 $x_i(n)$ 由频域数据 $X_i(z)$ 经过 N 点的快速傅里叶逆变换(Inverse Fast Fourier Transform,IFFT)得到:

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^{N-1} X_i(z) \cdot \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right), \quad (1)$$

式中: i 为发射端口; z 为频域数据; n 为时域数据; j 为虚数单位。

OFDM 信号通过电力线传输,第 y 个接收端口的接收信号 $r_y(n)$ 可表示为

$$r_y(n) = \sum_{i=1}^{N_t} x_i(n) * h_{iy}(n) + w_y(n), \quad (2)$$

式中: N_t 为发送端口的数量; $h_{iy}(n)$ 为第 i 个发射端口与第 y 个接收端口的信道脉冲响应; $w_y(n)$ 为第 y 个接收端口的噪声; $*$ 为卷积运算。由文献[7]可知,信号脉冲响应 $h(n)$ 在频域上可表示为

$$H(f) = \sum_{i=1}^L [g_i \cdot \exp(-(a_0 + a_1 f^{at})d_i) \cdot \exp\left(-j2\pi f \frac{d_i}{V_p}\right)], \quad (3)$$

式中: $H(f)$ 为 $h(n)$ 的频域表示; f 为频率; L 为多路径传播数量; g_i 为第 i 条信道的增益; a_0 和 a_1 为衰

减参数; at 为指数衰减因子; d_i 为第 i 条信道的长度; V_p 为信号的传输速度。

MIMO PLC 信道模型采用文献[8]提出的 2×2 随机相位多径 MIMO 信道模型。首先利用文献[7]中的模型确定发射端口和接收端口均为 P-N 信道,然后基于 P-N 信道为其他信道添加衰减幅值 A ,和随机相位 φ_i 。

1.2 噪声模型

本文中噪声模型选用 Middleton Class A 模型。Middleton Class A 噪声模型是背景噪声和脉冲噪声的混合,由相互独立的高斯分量和脉冲分量叠加组成,因此该模型适用于电力线的噪声环境^[1],其概率密度 $p(x)$ 函数为

$$p(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{a_m}{2\pi\sigma_m^2} \cdot \exp\left(-\frac{|x|^2}{2\sigma_m^2}\right), \quad (4)$$

式中: a_m 为第 m 个高斯概率密度函数的权重, $a_m = \frac{A_m \cdot \exp(-A)}{m!}$; σ_m^2 为 m 个高斯概率密度函数的方

差, $\sigma_m^2 = \sigma^2 \frac{\frac{m}{\Gamma} + \Gamma}{1 + \Gamma}$, 式中, A 为在单位时间内出现脉冲噪声的平均次数, σ 为总的噪声功率, Γ 为高斯噪声和脉冲噪声的功率比。由式(4)可知, Middleton Class A 噪声的概率密度函数实际上为 m 个均值为 0 的高斯概率密度函数以不同的权重叠加。若 $\Gamma \rightarrow \infty$, 则 Middleton Class A 噪声退化为高斯噪声。

2 定时同步算法

2.1 MIMO PLC 的帧结构

在 MIMO PLC 系统中,通过在各个端口发送不同的前导信号,在接收端利用前导信号的相关性和重复性进行同步信息的获取。每个发射端口的前导符号都由 10.5 个同步循环前缀(Synchronization Cyclic Prefix,SYNCP)和 2.5 个 SYNCM(SYNCP 取反后的符号)组成,SYNCP 与 SYNCP 互为相反数。为了区分不同接收端口上的前导信号以及减少不同发射端口前导信号之间的干扰,在发送端通过相移器使不同发送端口上的前导信号 SYNCP1 和 SYNCP2 的相位相差 $\pi/2$ ^[9]。

2.2 现有定时同步算法

现有的定时同步算法大多利用训练符号的重复性和相关性来估计定时位置。

(1) 基于自相关的定时同步通过前后的延时信号做自相关,估计出峰值的大概位置。第 y 根接收天线的延时相关函数 $M_c^y(k)$ 为

$$M_c^y(k) = \sum_{m=0}^{M-1} r_y(k+m)r_y^*(k+m+M), \quad (5)$$

式中： r_y 为第 y 根接收天线的接收信号； r_y^* 为 r_y 的共轭； M 为一个训练符号的长度。根据延时自相关函数的最大值位置可估计出定时同步位置。

(2) 基于互相关算法的定时同步利用训练序列的互相关性,将训练序列与接收信号做互相关运算,来实现精度较高的定时同步。第 y 根接收天线的互相关判决函数 $M_f^y(k)$ 为

$$M_f^y(k) = \sum_{m=0}^{M-1} r_y^*(k+m)s(m), \quad (6)$$

式中, $s(m)$ 为本地的训练序列。根据互相关函数的最大值位置可得到定时同步的位置。

2.3 改进的定时同步算法

本文提出的改进同步算法先用延时相关算法完成粗同步过程,再采用窗口求和来减小粗同步位置搜索范围,定时精同步采用差分相关及 MRC 的联合同步算法来实现精准定时。

(1) 定时粗同步

图 2 所示为 MIMO PLC 系统的定时粗同步算法框图。

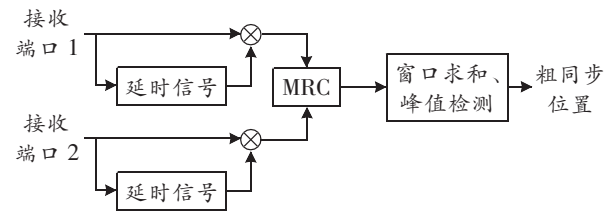


图 2 定时粗同步算法框图

利用前导信号的峰均比设定门限阈值,将大于门限阈值的样点进行限幅(clipping)非线性操作,滤除受脉冲噪声影响较大的信号幅值^[10]。

$$r_n = \begin{cases} r_n, & |r_n| \leq T \\ T \cdot \exp(j \cdot \arg(r_n)), & |r_n| > T \end{cases}, \quad (7)$$

式中： r_n 为接收信号； $T = \sqrt{|r_y(k)_{\text{mean}}|^2 \times \text{PAPR}}$ ， $r_y(k)_{\text{mean}}$ 为第 y 个接收端口的信号均值， PAPR 为前导序列的峰均比^[9]。

对式(5)中的延时相关算法进行改进,从而降低计算复杂度：

$$M_c^y(k+1) = M_c^y(k) + r_y(k+N)r_y^*(k+2N) - r_y(k)r_y^*(k+N), \quad (8)$$

通过式(8)可将 N 次乘法运算转化为两次乘法运算和两次加法运算,可有效降低算法的复杂度,便于硬件实现。

由于 1 帧中的前导信号是由多个 SYNCNP 训练序列组成,为了更好地判断帧中前导信号的粗估计,

设置 $N' = 5 \times 1\,024$ 为 5 个 SYNCNP 的长度,替换式(8)中的常数 N ,以减小峰值平台。

利用类似于 MRC 的方法合并不同接收端口的

延时相关信号,即 $M_c(k) = \sum_{y=1}^{N_r} M_c^y(k)$, N_r 为接收端口的数量。

由图 3 所示无脉冲噪声干扰的延时相关函数可知,由于多个重复前导符号的存在,使延时相关函数的结果出现相关峰值平台,从而影响定时的准确率,因此利用窗口求和法提高粗同步的精度,即 $S_c(k) =$

$$\sum_{i=0}^{W-1} |M_c(k+i)|, \text{ 式中, } W \text{ 为窗口长度, } W = 512.$$

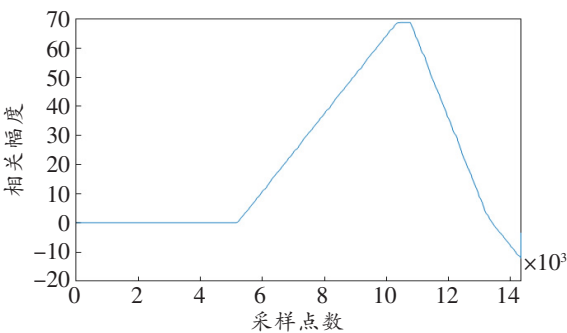


图 3 不加噪声时的延时相关曲线

粗定时同步的估计值就是 S_c 最大值对应的采样点： $\tau_c = \arg \max_d S_c(d)$ 。

(2) 定时精同步

在第一阶段得到帧起始位置 τ_c 的基础上,可明确进行精同步接收数据的起始位置及范围并接收信号,将每个接收端口的信号与本地前导序列 SYNCNP1 和 SYNCNP2 分别进行差分相关,实现精准定时,处理过程如图 4 所示。

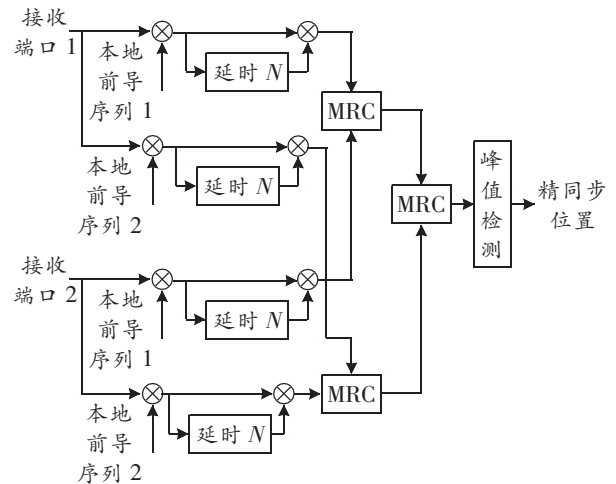


图 4 定时精同步算法框图

将接收信号与已知前导进行共轭相乘,然后将

得到的相关序列以间隔 N 计算差分相关：

$$M_i^y(k) = \left[\sum_{m=0}^{N-1} r_y^*(k+m) p_i(m) \right] \cdot \left[\sum_{m=0}^{N-1} r_y^*(k+m+N) p_i(m+N) \right], \quad (9)$$

式中, p_i 为本地的前导序列 SYNCp1 或 SYNCp2。

利用类似于 MRC 的方法合并不同接收端口的差分相关函数, 即 $M_f(k) = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{y=1}^{N_r} M_i^y(k)$, 式中: N_t 为发射端口数量; N_r 为接收端口数量。

精同步的定时估计位置就是 M_f 最大值对应的采样点: $\tau_f = \arg \max_d M_f(d)$ 。

有限范围内的差分相关如图 5 所示, 由图可知, 差分相关峰值远大于相邻相关值, 且具有较好的抗噪声性能。

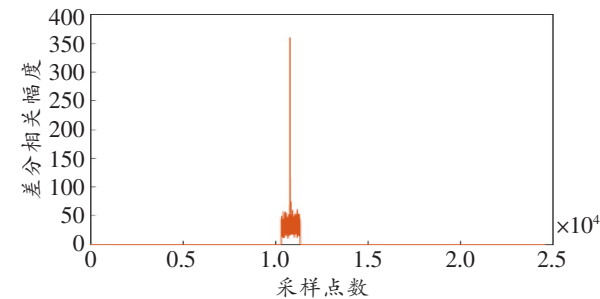


图 5 信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) $\text{SNR} = -5 \text{ dB}$ 时的差分相关示意图

3 仿真结果与分析

为了验证本文所提同步算法的性能, 本节在 MIMO PLC 信道条件下进行 1 000 次蒙特卡洛仿真。仿真参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

参数	取值
符号长度	1 024
总子载波数	512
保护间隔	124
前导长度	13 312
IFFT 点数	1 024
仿真次数	1 000
工作频率范围/MHz	0~12.5
MIMO PLC 路径数	15
噪声类型	背景噪声和脉冲噪声
定时偏差	10 240

图 6 所示为改进的定时粗同步算法的性能曲线, 由于定时粗同步实现的是粗略估计, 因此同步准确位置前后 124 采样点均假设为正确接收。由图 6 可知, 本文所提改进延时自相关算法提高了定时粗同步的性能。

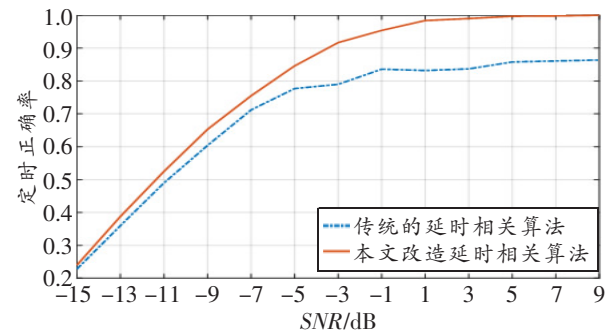


图 6 粗同步的定时正确率对比

为了与现有算法进行同步性能比较, 本文采用下面两种精同步算法：

算法 1, 文献[6]中的同步算法；

算法 2, 本文所提改进差分相关和 MRC 联合同步算法。

图 7 所示为上述两种算法的同步性能。由图可知, 低 SNR ($\text{SNR} < 0 \text{ dB}$) 时, 算法 2 的定时精度明显优于算法 1, 在定时同步正确率为 90% 时, 算法 2 的 SNR 比算法 1 低 2 dB。在 $\text{SNR} = 4 \text{ dB}$ 时, 本文所提算法的同步成功率达到 100%。

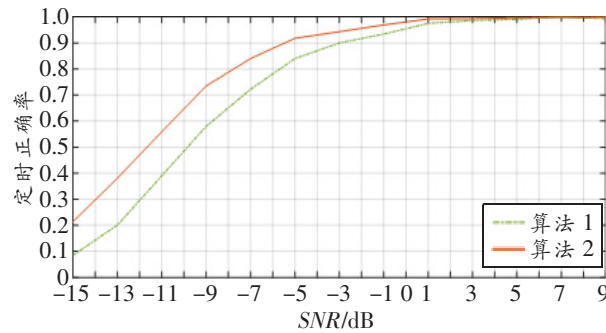


图 7 精同步的定时正确率

算法 1 与算法 2 的计算复杂度对比如表 2 所示。表中, L 为接收数据的长度; N 为前导序列的长度; N' 为改进算法的滑动窗长; W 为窗口求和的窗长; T 为差分相关算法的滑动范围, $T \in [\tau_c - 1\,024, \tau_c + 1\,024]$; $L \gg T, N$ 。由于算法 2 只需在给定的小范围 T 内进行差分相关, 相比算法 1 对长度为 L 的接收数据进行大范围的互相关操作, 算法 2 计算量远低于算法 1。

(下转第 34 页)

蝶形引入光缆的设计、生产和检测具有规范和指导作用。同时对原标准中的一些性能要求进行了更新,对于规范行业的发展,助力我国 FTTH 向 FT-TR 的升级,实现数字化家庭建设起到了进一步的促进作用。

参考文献:

[1] YD/T 1997.1-2014,通信用引入光缆 第 1 部分:蝶形

光缆[S].

[2] YD/T 1258.7-2019,室内光缆第 7 部分:隐形光缆[S].

[3] YD/T 3833-2021,无线通信小基站用光电混合缆[S].

[4] GB/T 17651.2-1998,电缆或光缆在特定条件下燃烧的烟密度测定第 2 部分:试验步骤和要求[S].

[5] IEC 61034-2:2013,电缆在特定条件下燃烧的烟密度测量第 2 部分:试验步骤和要求[S].

(上接第 21 页)

表 2 计算复杂度对比

算法类型		复数乘法	加法	总复杂度
算法 1		$4LN$	$4LN$	$8LN$
算法 2	粗同步	$N' + 2L$	$N' + 4L + W$	$16TN + 6L + 2N'$
	精同步	$12TN$	$4TN$	

4 结束语

本文在 PLC 系统中存在随机脉冲噪声的恶劣环境下,提出了一种抵抗脉冲噪声干扰的 MIMO PLC 定时同步算法。在接收端先通过设置阈值过滤掉大部分脉冲噪声的干扰,并对传统的延时相关算法进行改进简化后续的计算过程;精同步通过差分相关和 MRC 来提高同步的精度。仿真表明,所提算法的同步性能有明显的提升,且复杂度有所降低。设置自适应门限提高第一主径判断的准确率,同时利用脉冲噪声在时域的稀疏性,应用压缩感知算法估计脉冲噪声的位置和强度将是未来的研究重点。

参考文献:

[1] Li Y, Zhang M, Zhu W, et al. Performance Evaluation for Medium Voltage MIMO-OFDM Power Line Communication System[J]. China Communications, 2020, 17(1):151—162.

[2] Mody A N, Stuber G L. Synchronization for MIMO OFDM Systems[C]//GLOBECOM'01. IEEE Global Telecommunications Conference. San Antonio, TX, USA: IEEE, 2002:965169.

[3] Zhang J, Tian L, Wang Y, et al. Selection Transmitting/Maximum Ratio Combining for Timing Synchronization of MIMO-OFDM Systems[J]. IEEE Trans-

actions on Broadcasting, 2014, 60(4):626—636.

[4] Nasraoui L, Atallah L N, Siala M. Reduced-complexity Synchronization Technique for MIMO-OFDM WLAN Systems[C]//2015 5th International Conference on Communications and Networking. Tunis, Tunisia:IEEE, 2015:7566635.

[5] Singh S K, Rathkanthiwar A P, Gandhi A S. New Algorithm for Time and Frequency Synchronization in MIMO-OFDM Systems[J]. Wireless Personal Communications, 2017, 96(3):3283—3295.

[6] Beydoun A, Alaeddine H, Elmokdad H. New Fast Time Synchronization Method for MIMO-OFDM Systems[C]//2018 11th IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC). Prague, Czech Republic: IEEE, 2018:8480935.

[7] Zimmermann M, Dostert K. A Multipath Model for the Powerline Channel[J]. IEEE Transactionss on Communications, 2002, 50(4):553—559.

[8] Berger L T, Schwager A, Pagani P, et al. MIMO Power Line Communications[J]. Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(1):106—124.

[9] 李俊强. 电力线通信系统的定时同步研究[D]. 重庆:重庆邮电大学,2018.

[10] Bai T, Zhang H M, Wang J J, et al. Fifty Years of Noise Modeling and Mitigation in Power-line Communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 23(1):41—69.