

基于动态频段检测的多频同步系统设计与实现

郑 辰¹, 万 凯², 吴泳澎^{1*}

(1. 上海交通大学集成电路学院, 上海 200240; 2. 国家电网有限公司信息通信中心(大数据中心), 北京 100761)

摘要: 频分电力线载波通信(Frequency Division Power Line Communication, FD-PLC)技术以其灵活的多频段通信能力与高效的前导竞争接入机制,有效解决了工业物联网本地通信网络中由电力线信道复杂环境引起的通信可靠性与组网效率问题,但现有FD-PLC节点硬件实现存在资源占用高、功耗大的问题,难以满足工业物联网通信节点低成本、低功耗的实际需求。针对上述问题,本文提出一种基于动态频段检测的多频同步系统,将传统多路并行检测结构重构为频谱实时感知与单通道同步检测相结合的实现方式,在保持同步性能基本不变的前提下降低硬件实现复杂度。该系统采用流水线式快速傅里叶变换实现实时功率谱分析,通过信号功率谱与背景噪声谱的归一化除法运算计算各频段内归一化功率累积值,完成动态的信号频段盲检测,再通过改进的定时机制与峰值搜索算法完成帧同步。本文在典型电力线多径信道以及背景噪声、脉冲噪声和窄带干扰等条件下建立仿真模型,并引入实测电力线噪声对系统性能进行验证,同时与传统FD-PLC 8路并行检测结构进行了对比。结果表明,在高信噪比条件下,所提系统的同步性能与传统方案基本一致,在低信噪比及多种非平稳噪声条件下,同步性能退化不超过1 dB,虚警性能与传统并行架构保持高度一致,并在窄带干扰和实测噪声条件下表现出良好的鲁棒性。复杂度分析结果表明,该方案在仅引入约3.43%额外带宽开销的前提下,持续监听阶段的实数加法与乘法开销分别降低54%和57%,捕获阶段分别降低23%和28%。进一步地,本文在Altera公司Cyclone IV E系列现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)上完成了系统实现。综合结果显示,与传统8路并行检测方案相比,所提系统总逻辑元件占用降低72%,组合逻辑函数降低73%,专用逻辑寄存器降低75%,嵌入式9位乘法器减少62%,总功耗下降40%。研究结果表明,所提系统在同步性能、计算复杂度与硬件资源之间实现了有效平衡,适用于工业物联网场景下FD-PLC通信节点的大规模、低成本和低功耗部署。

关键词: 工业物联网;FD-PLC;帧同步;多频检测;FPGA

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(XXXX)XX-0001-17

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20251137

Implementation of a Multi-frequency Synchronization System Based on Dynamic Band Detection

ZHENG Chen¹, WAN Kai², WU Yongpeng^{1*}

(1. School of Integrated Circuits, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. State Grid Information & Telecommunication Center (Big Data Center), Beijing 100761, China)

Abstract: Frequency Division Power Line Communication(FD-PLC) technology effectively addresses the communication reliability and networking efficiency issues caused by the complex power line channel environment in local Industrial Internet of Things(IIoT) communication networks, owing to its flexible multi-band communication capability and efficient preamble-based contention access mechanism. However, existing hardware implementations of FD-PLC nodes suffer from high resource consumption and power dissipation, making them difficult to meet the practical requirements of low-cost and low-power IIoT communication nodes. To address this problem, this paper proposes a multi-frequency synchronization system based on dynamic band detection, which reconstructs the conventional multi-channel parallel detection architecture into an implementation combining real-time spectrum sensing and single-channel synchronization detection, thereby reducing hardware implementation complexity while maintaining nearly unchanged synchronization performance. The proposed system employs a pipelined Fast Fourier Transform(FFT) to achieve real-time power spectrum analysis. By performing a normalized division operation between the signal power spectrum and the background noise spectrum, the normalized accumulated power within each frequency band is calculated to realize dynamic blind detection of the signal band. Frame synchronization is then accomplished through an improved timing mechanism and a peak search algorithm. Simulation models are es-

established under typical power line multipath channels as well as background noise, impulsive noise, and narrowband interference conditions. Measured power line noise is further introduced to validate the system performance, and comparisons are conducted with the conventional eight-channel parallel detection architecture for FD-PLC. The results show that, under high signal-to-noise ratio(SNR) conditions, the synchronization performance of the proposed system is basically consistent with that of the conventional scheme. Under low-SNR and various non-stationary noise conditions, the synchronization performance degradation is no more than 1 dB, the false alarm performance remains highly consistent with that of the conventional parallel architecture, and the proposed system exhibits good robustness under both narrowband interference and measured noise conditions. Complexity analysis shows that, with only about 3.43% additional bandwidth overhead, the proposed scheme reduces the numbers of real additions and real multiplications in the continuous monitoring stage by about 54% and 57%, respectively, and reduces those in the capture stage by about 23% and 28%, respectively. Furthermore, the proposed system is implemented on an Altera Cyclone IV E Field-Programmable Gate Array(FPGA) platform. Comprehensive results indicate that, compared with the conventional eight-channel parallel detection scheme, the proposed system reduces total logic element usage by about 72%, combinational logic functions by about 73%, dedicated logic registers by about 75%, embedded 9-bit multipliers by about 62%, and total power consumption by about 40%. The results demonstrate that the proposed system achieves an effective balance among synchronization performance, computational complexity, and hardware resource consumption, making it suitable for large-scale, low-cost, and low-power deployment of FD-PLC communication nodes in IIoT scenarios.

Keywords: industrial internet of things; frequency division power line communication; frame synchronization; multi-frequency detection; FPGA

0 引言

工业物联网(Industrial Internet of Things, IIoT)通过工业资源的网络化互联与智能化协同,实现了制造系统的柔性重构与资源优化配置,是推动工业4.0与智能制造发展的核心使能技术^[1]。随着相关应用对系统实时性与可靠性的要求不断提升,通信网络的低时延与稳定传输能力愈发重要^[2]。作为IIoT的关键通信基础设施,电力线载波通信(Power Line Communication, PLC)凭借其建设成本低、能够覆盖广泛区域、布置灵活且无需额外布线等独特优势,可有效解决工业现场“最后一公里”通信难题,显著降低网络部署与维护成本^[3]。然而,工业电力线信道存在时变噪声、多径衰落与阻抗失配等复杂特性,传统固定频段PLC系统难以保障通信可靠性^[4]。

针对电力线信道存在的频率选择性与多径衰落问题,文献[5]提出一种频分电力线载波通信(Frequency Division Power Line Communication, FD-PLC)架构,该架构支持在2.625~11.375 MHz频段内进行8个频段的动态切换与通信,通过节点之间点对点的扫频方式探测可通信频段,有效规避单一频段严重衰减或干扰引起的通信瓶颈,实现通信频段的灵活分配。这种多频段通信方式能够实现节点的分频组网,使节点能够在多个频段上灵活地建立连接,显著提高网络整体的稳定性与通信可靠性。然而,IEEE1901.1标准中采用的载波监听多路访问/冲突避免(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance, CSMA/CA)机制组网效率低下^[6],无法满足FD-PLC架构下的多频段动态组网需求。为解决该问题,文献[7-8]提出了

一种基于前导时间差的竞争组网协议,通过识别不同格式的前导确定传输模式并记录通信节点前导接收时间差来优化整体组网流程,这种机制比CSMA/CA机制在组网时间上实现了两个数量级的提升。尽管协议层面的组网效率问题已有明显改善,但现有FD-PLC架构在硬件实现层面仍存在资源消耗过高的问题。目前,多频段信号检测与帧同步普遍采用多路并行结构^[9],即通过多个并行数字前端分别对接收信号在不同频段上进行载波混频、抽取滤波及本地相关检测。在实际工业物联网应用场景下,PLC节点通常具有成本和处理性能受限的特点,这种多路并行方案需要较大的硬件资源开销,尤其是帧检测模块内的多路相关器资源消耗过高,难以满足大规模部署节点对低成本、低功耗的实际需求。

针对多频信号检测与同步过程中性能与硬件资源消耗之间的矛盾,目前的研究主要存在两类解决思路:一类工作从同步检测算法本身入手,通过降低相关运算复杂度以减少实现开销;另一类工作引入频谱感知或频段判决机制,先确定信号可能所在的候选频段,再针对性地进行解调与同步处理,从而避免在所有频段上长期并行监听。

在帧同步算法的简化方面,传统的本地前导序列互相关算法性能稳定可靠,但计算量较大;文献[10-11]提出通过对本地前导序列进行单比特量化,省去了传统互相关中的乘法器运算,但性能损失明显;基于Schmidl-Cox算法的延迟互相关检测算法及其一系列衍生算法^[12-15]可通过相关滑动窗运算有效降低计算量,然而这类算法抗噪性能偏弱,在电力线通信的高

噪声环境下难以实现稳定可靠的同步效果。此外,能量检测类粗同步方法可进一步降低实现复杂度^[16]。近年亦有研究面向窄带干扰等典型扰动,提出更鲁棒的定时与载波恢复链路设计以提升同步稳定性^[17],以及针对前导检测在脉冲噪声条件下的复杂度与平均正确检测时间开展系统评估^[18]。上述工作从鲁棒性或检测代价角度提供了有益参考,但其关注点多集中于单频或固定带宽链路下的同步与检测机制,尚难直接覆盖 FD-PLC 多候选频段持续监听场景中由并行数字前端带来的结构性资源开销问题。在频段检测方面,基于频段能量检测的频谱感知方法^[19-20]计算复杂度较低,但严重依赖阈值设定,检测精度有限;而基于循环平稳特征检测^[21]和小波变换^[22]等方法虽能显著提高频段检测的精度,但其计算复杂度与资源消耗过大,无法满足工业物联网节点对低成本和实时性的双重要求。认知通信思想也被引入电力线系统,通过协作频谱感知提升占用判决的可靠性^[23],但其问题设置更偏向宽频段占用识别与协作判决机制,工程实现上通常需要额外的观测与处理链路,仍难从根本上降低 FD-PLC 终端在多频段持续监听阶段的并行前端开销。

因此,目前尚缺乏一种在资源消耗和性能之间具备良好折中性能的多频段信号检测同步机制,以满足实际工业物联网中低成本节点大规模组网的需求。为解决上述问题,本文提出了一种适用于 FD-PLC 网络架构的低复杂度多频同步系统。该系统通过实时频段检测算法确定信号所处频段,进而以较低的硬件资源消耗实现高效的帧同步检测。本文的主要研究和贡献概括如下:

(1) 针对 FD-PLC 架构中多路并行检测带来的高复杂度,提出一种基于归一化功率累积的多频段盲检测与帧同步一体化方法,将“多路并行检测”重构为“频谱盲感知+单通道同步”,在同步性能基本不变的前提下显著降低硬件复杂度。

(2) 构建包含典型 PLC 信道与脉冲噪声的仿真模型,对所提出的多频同步方案的检测概率与虚警概率进行理论评估,在多种混合噪声条件下开展蒙特卡罗仿真,并引入实测噪声数据进行对比测试,验证系统的检测性能。同时,系统性分析了观测长度以及窄带噪声扰动对整体性能的影响。结果表明,所提方案在各类非平稳噪声场景下的同步性能退化不超过 1 dB,且其虚警性能与并行架构高度一致。

(3) 针对算法复杂度与带宽开销开展了系统量化分析。所提方案在仅引入约 3.43% 的额外带宽开销前提下,可使系统在持续监听阶段的实数加法与乘法开销分别降低约 54% 和 57%,捕获阶段分别降低约

23% 和 28%。此外,基于现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)平台实现所提方案并与多路并行检测结构进行对比,实验结果显示其在逻辑资源占用、乘法器使用量与功耗等关键指标上分别节省 72%、62% 和 40%,进一步验证了该方案面向大规模、低成本 FD-PLC 节点部署时的工程优势与良好可扩展性。

1 电力线载波通信信道模型

1.1 电力线多径信道模型

本文采用 Zimmermann 经典多径模型进行电力线信道响应建模^[24]。该模型通过参数化分解多径传播的物理过程,其传递函数可表述为

$$H(f) = \sum_{i=1}^N g_i \cdot e^{-(\alpha_0 + \alpha_i f^k) d_i} \cdot e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (1)$$

其中, $f > 0$ 代表信号频率; N 代表电力线信道的多径数; 路径加权系数 g_i 反映第 i 条路径传输时因阻抗失配产生的强度衰减; 指数项中的衰减因子 α_0 、 α_1 和参数 k 共同描述了频率依赖性衰减模型; d_i 表示第 i 条路径的传输距离; τ_i 则为第 i 条路径的时延。

1.2 电力线噪声模型

在 PLC 系统中,电力线载波通信噪声通常建模为背景噪声与脉冲噪声之和^[25]:

$$n_{\text{plc}}(t) = n_{\text{bg}}(t) + n_{\text{imp}}(t) \quad (2)$$

其中, $n_{\text{bg}}(t)$ 表示背景噪声, $n_{\text{imp}}(t)$ 表示脉冲噪声。

从频域角度出发,PLC 的背景噪声可以表示为^[26]

$$N_{\text{BG}}(f) = N_0 + N_1 \cdot e^{-\frac{f}{f_1}} + \sum_{k=1}^N A_k \cdot e^{-\frac{(f-f_{0,k})^2}{2B_k^2}} \quad (3)$$

式中: N_0 为恒定噪声功率密度,表征低频基底噪声; N_1 和 f_1 为指数函数参数,分别控制高频噪声的衰减幅度和速率; N 为窄带干扰源总数, k 表示第 k 个独立干扰分量, $f_{0,k}$ 、 B_k 和 A_k 分别对应第 k 个干扰的中心频率、带宽及振幅强度。

为精确表征脉冲噪声的时空耦合特性,本文分别采用米德尔顿 A 类噪声模型^[27]和马尔可夫-米德尔顿混合模型^[28]进行建模,用于后续系统性能仿真:前者适用于独立稀疏脉冲场景,后者可进一步刻画脉冲簇的突发时间相关性。

(1) 米德尔顿 A 类噪声模型(Additive White Class-A Noise, AWCN)的概率密度函数如下:

$$f_A(n_i) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{p_m}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{n_i^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (4)$$

$$p_m = \frac{e^{-A} A^m}{m!}, \sigma_m^2 = \sigma^2 \cdot \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (5)$$

记 n_i 为离散时刻 i 的噪声样本, A 为冲击指数, $\Gamma =$

$\sigma_{\text{Gauss}}^2/\sigma_{\text{Impulse}}^2$ 为高斯噪声功率与脉冲噪声功率之比, σ_{Gauss}^2 和 $\sigma_{\text{Impulse}}^2$ 分别为高斯噪声和脉冲噪声功率, $\sigma^2 = \sigma_{\text{Gauss}}^2 + \sigma_{\text{Impulse}}^2$ 为总噪声功率。

(2) 马尔可夫-米德尔顿模型在保留 AWCN 模型参数含义的基础上, 通过截断并归一化混合权重得到:

$$p'_m = \frac{p_m}{\sum_{m=0}^3 p_m} \quad (6)$$

对应噪声幅值的稳态概率密度为

$$\tilde{f}_A(n_i) = \sum_{m=0}^3 \frac{p'_m}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{n_i^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (7)$$

为引入脉冲的时间相关性, 模型采用 4 状态隐马尔可夫链描述噪声簇的演化过程: 记当前噪声状态为 $m_i \in \{0, 1, 2, 3\}$, 则在每个离散时刻, 以概率 x 保持上一时刻状态 m_{i-1} 不变, 以概率 $1-x$ 按照分布 $[p'_0, p'_1, p'_2, p'_3]$ 重新选择新状态。迭代足够长时间后, 链的稳态分布收敛为 $\bar{p} = [p'_0, p'_1, p'_2, p'_3]$, 与初始状态无关。通过调节参数 x 即可控制脉冲簇持续时间。当 $x \rightarrow 1$ 时脉冲“记忆效应”增强, 呈现明显簇状特性; 当 $x \rightarrow 0$ 时逐渐退化为独立的米德尔顿 A 类噪

声, 同时保持非高斯幅值统计特性。

2 FD-PLC 通信系统架构

FD-PLC 系统通过在预先划分的多个窄带工作频段之间灵活切换, 以适应电力线信道的频率选择性衰落和时变特性。图 1 给出了一个典型的 8 路 FD-PLC 通信系统架构, 系统由发射机、PLC 信道和接收机三部分组成。发射机侧将来自上层的比特流依次经过扰码、级联信道编码与交织等预处理后进行 OFDM 调制, 生成的时域 OFDM 符号经数字发送前端注入电力线信道。接收机侧采用多路并行的数字接收前端结构, 如图 2 所示。来自电力线的宽带信号经模拟前端处理后被复制到八个解调通道, 每一路对应一个候选工作频段, 并分别完成混频、多级抽取滤波和帧检测, 实现对子带信号的下变频与带宽调整。各通道在完成帧检测后输出对应子带信号及其检测标志, 这些输出统一送入频段选择模块。该模块根据各通道的检测结果判决当前实际工作频段, 并通过多路选择将相应通道的基带信号接入后续 OFDM 解调、解交织和级联译码等处理单元, 从而在检测到的频段上持续接收并恢复出原始比特流。

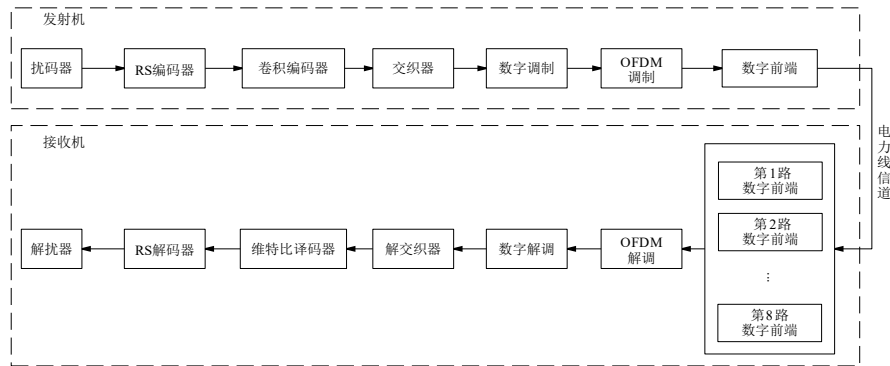


图 1 FD-PLC 系统框图

Figure 1 Block diagram of the FD-PLC system

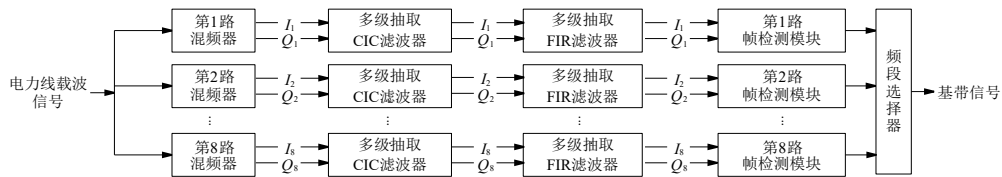


图 2 FD-PLC 8 路数字前端实现框图

Figure 2 Block diagram of the eight-channel digital front end for FD-PLC

3 多频同步系统实现

为降低图 2 所示传统 FD-PLC 并行数字接收前端在多频候选接收时的实现复杂度和硬件资源开销, 本文提出一种用于替代该多路结构的多频同步系统。

所提多频同步系统架构如图 3 所示, 其核心模块包含实时信号频段检测系统、多级抽取滤波器组、帧检测模块以及解调中心频率控制单元。

快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 模

块采用多级流水线架构,该设计使得新输入采样数据可在上一批次运算完成前进入处理流水线,实现输入数据的连续采样与输出结果的连续生成,从而实时获取接收信号的频谱。针对背景噪声,考虑到彩色噪声和窄带噪声所具有的准平稳特性^[27]以及脉冲噪声在频域上的平坦特性^[29],利用预设的特定时间隙,在静默状态下采集信道噪声,获取背景噪声频谱,用于信号频段检测过程中的噪声抵消。频段检测器实时分析

信号频谱,并将检测结果反馈至数字控制振荡器(Numerically Controlled Oscillator, NCO)的控制模块。与此同时,帧检测模块根据目标频段内是否检测到前导信号,向控制模块发送频段切换控制信号,与频段检测器协同作用,实现NCO的动态调整。信号处理部分,延迟器用于补偿FFT计算延迟,确保信号处理的时间对齐。混频器、多级抽取滤波以及帧检测模块与单频电力线载波收发机配置相同。

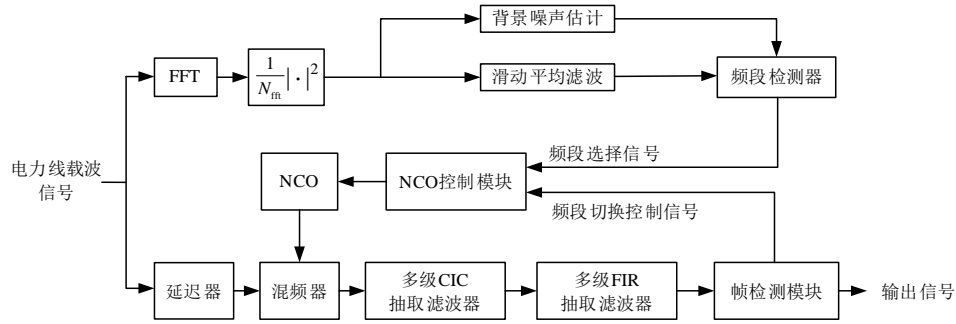


图3 支持多频同步的数字前端系统框图

Figure 3 Block diagram of the multi-frequency synchronization digital front end

3.1 同步机制设计

3.1.1 同步前导设计

设前导码时域形式为 $s = [s(0), s(1), \dots, s(N_s - 1)]$, 其中 N_s 为前导码总长度。则其对应的频域形式为 $S = [S[0], S[1], \dots, S[N_s - 1]]$ 。定义前导序列的子载波使用率为 ρ_s , 则前导码子载波分配方式如下:

$$S[k] = \begin{cases} e^{j\phi_k}, k \in \left[0, \left\lceil \frac{\rho_s N_s}{2} \right\rceil\right] \cup \left[N_s - \left\lfloor \frac{\rho_s N_s}{2} \right\rfloor, N_s\right] \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\lceil \cdot \rceil$ 和 $\lfloor \cdot \rfloor$ 分别表示向上和向下取整, $\phi_k \in [0, 2\pi)$ 为初始化后的随机相位。通过 N_s 点逆傅里叶变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 得到时域前导序列

$$s(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} S[k] e^{j\frac{2\pi}{N_s} kn}, \forall n \quad (9)$$

为了降低前导序列的峰均功率比,提高帧同步的检测性能,采用基于贪婪策略的迭代相位优化方法。首先计算原始前导时域序列的幅值总和,记为

$$V_s = \sum_{n=0}^{N_s-1} |s(n)| \quad (10)$$

在此基础上,设定初始相位步进间隔 $e^{j\Delta\phi}$, 对式(8)中所有非零子载波逐一扫描:对第 k 个非零子载波,将其相位在区间 $[0, 2\pi)$ 内按步长 $\Delta\phi$ 依次扰动,得到候选频域序列 S' , 计算对应的时域序列 s' 及其幅值总和

$$V'_s = \sum_{n=0}^{N_s-1} |s'(n)| \quad (11)$$

若 $V'_s > V_s$, 则更新该子载波的相位和当前指标 V_s , 否则保留原相位不变。完成对所有非零子载波的一次遍历后,将相位步进减半,即 $\Delta\phi \leftarrow \Delta\phi/2$, 并重复上述过程,直至步进减小到预设最小值。最终得到的频域前导序列记为 S^* , 其时域形式 s^* 经幅值归一化后作为实际发送的前导序列。

最后,基于所提前导序列,构造了图4所示的前导帧结构。具体而言,首先安排一组连续的 M_p 个前导序列用于频带检测与符号检测;随后插入一段空白序列作为隔离间隔。其后再插入一个额外前导序列以标记符号的起始位置。最后的三个结束序列用于确定FD-PLC收发机的工作模式。

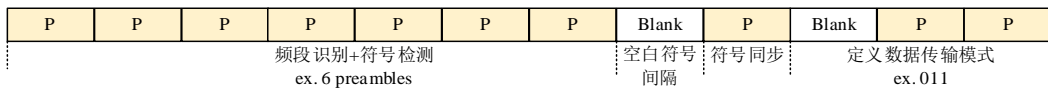


图4 多频同步系统前导帧结构

Figure 4 Preamble structure of the multi-frequency synchronization system

3.1.2 帧同步算法设计

考虑 PLC 信道的时变特性与噪声干扰,接收端信号 $r(n)$ 可建模为

$$r(n) = s(n) * h(n) + \eta(n) \quad (12)$$

式中, $h(n)$ 为 PLC 信道的脉冲响应函数, $\eta(n)$ 表征信道噪声, 包含背景噪声与突发性脉冲噪声的复合分量。

同步算法采用如下定时度量函数 $M(d)$:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R(d) \cdot E_s} \quad (13)$$

其中, 互相关项 $P(d)$, 接收序列能量 $R(d)$ 与本地前导序列能量 E_s 分别定义为

$$P(d) = \sum_{n=0}^{N_s-1} r(d+n) s^*(n), \quad (14)$$

$$R(d) = \sum_{n=0}^{N_s-1} |r(d+n)|^2, E_s = \sum_{n=0}^{N_s-1} |s(n)|^2$$

为降低硬件开销与计算复杂度, 本文提出一种两阶段定时估计算法, 而非直接采用穷举搜索。具体如下:

(1) 粗定时估计阶段: 通过将定时度量 $M(d)$ 与预设阈值 M_{th} 进行比较, 获得粗估计 \hat{d}_1 , 即:

$$\hat{d}_1 = \arg \min_d M(d) \quad \text{s.t.} \quad M(d) > M_{th} \quad (15)$$

鉴于除法单元的硬件开销较高, 本文采用乘法运算予以替代以降低实现成本。即利用二进制移位近似实现常量乘法, 并通过检查符号位判定表达式的正负。由此, 上述问题可等价改写为

$$\hat{d}_1 = \arg \min_d |P(d)|^2 - M_{th} E_s R(d) > 0 \quad (16)$$

(2) 细定时估计阶段:

一旦获取到粗定时点 \hat{d}_1 , 即可在 \hat{d}_1 后的 L 个采样点内进行局部搜索, 找到其中的最大值 \hat{d} 作为符号的定时估计:

$$\hat{d} = \arg \max_{d \in [\hat{d}_1, \hat{d}_1 + L]} M(d) \quad (17)$$

3.2 信号频段检测机制

接收信号经流水线式 FFT 模块处理, 得到连续输出的离散频谱 $X[k]$ 。在此基础上, 对频谱幅度进行平方并按 FFT 长度进行归一化, 得到信号功率谱估计 $\hat{S}_x[k]$ 。整个频段检测流程根据收发机工作模式划分为背景噪声采集阶段和信号频段检测阶段。

在背景噪声采集阶段, 信道处于静默状态, 连续获取 M 组噪声功率谱 $W_m[k]$ ($m = 1, 2, \dots, M$), 并在频率维上逐点取平均值, 得到背景噪声功率谱估计 $\hat{S}_w[k]$ 。

在信号频段检测阶段, 对当前观测到的功率谱 $\hat{S}_x[k]$ 施加滑动平均滤波进行平滑处理, 以抑制脉冲噪声导致的频谱异常, 得到平滑后的功率谱 $\hat{S}_y[k]$ 。当接收机准备接收来自未知频段的信号时, 以背景噪声谱 $\hat{S}_w[k]$ 为基准, 采用谱除法计算归一化离散功率谱 $Z[k]$:

$$Z[k] = \frac{\hat{S}_y[k]}{\hat{S}_w[k] + \epsilon} \quad (18)$$

其中, ϵ 为最小保护阈值, 避免因分母过小而造成数值溢出或不稳定。

系统预先配置 8 个检测通道, 对每个通道 $c = 1, 2, \dots, 8$, 定义其中心频点索引为 k_c , 频带半宽度为 Δ_c 。由此, 第 c 个通道所覆盖的离散频点集合及其带宽可写为

$$\mathcal{B}_c = \{k_c - \Delta_c, \dots, k_c + \Delta_c\}, K_c \triangleq |\mathcal{B}_c| \quad (19)$$

其中, \mathcal{B}_c 为通道 c 对应的频点索引集合, K_c 为该频段包含的频点数。

记 T_c 为通道 c 的频带累积检测统计量 (归一化能量):

$$T_c = \sum_{k \in \mathcal{B}_c} Z[k] \quad (20)$$

决策模块周期性地计算各通道的频带能量 T_c 并进行最大值比较, 选择能量最大值对应的通道索引 c^* 作为有效信号所在频段:

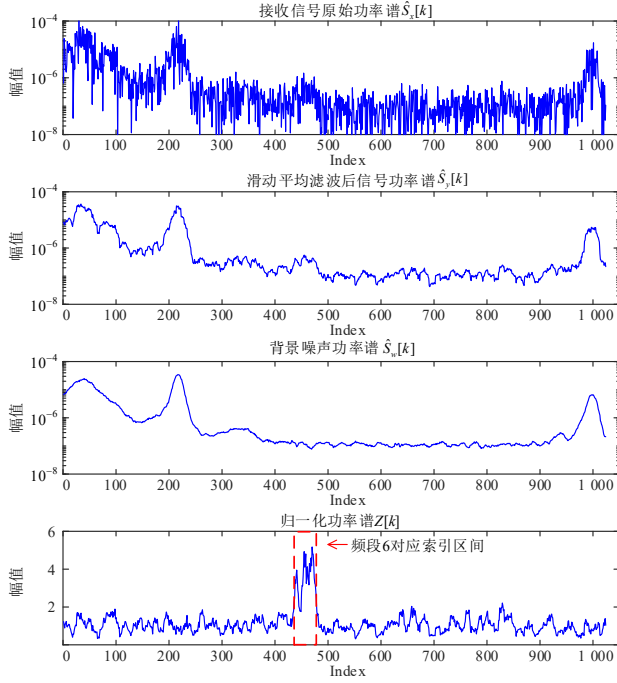
$$c^* = \arg \max_{c \in \{1, 2, \dots, 8\}} T_c \quad (21)$$

图 5 展示了以通道 6 发送的信号为例, 在信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 为 0 dB 条件下采用 2 048 点 FFT 窗进行上述频段检测方法的结果。其中, 图 5(a) 展示了 FFT 采集的原始功率谱 $\hat{S}_x[k]$ 、滑动平均滤波后的功率谱 $\hat{S}_y[k]$ 、背景噪声功率谱 $\hat{S}_w[k]$, 以及最终得到的归一化离散功率谱 $Z[k]$ 。图 5(b) 给出了各通道频带的归一化功率累计值, 图中所示通道 6 的归一化功率累计值最高, 因此判定信号所在的频段为第 6 通道。

需要指出的是, 本文面向 FD-PLC 前导竞争接入的工程场景, 默认在一个前导捕获窗口内至多只有一个候选频段存在有效前导信号, 该条件由上层接入与调度机制保证^[9]。鉴于接收机同一时刻仅能选择并处理一个频段, 若出现不同频段并发到达, 则最大归一化能量准则等效为优先捕获占优信号, 未被捕获的链路由上层竞争与重传机制完成后续接入, 因此不影响协议层面的长期可达性。

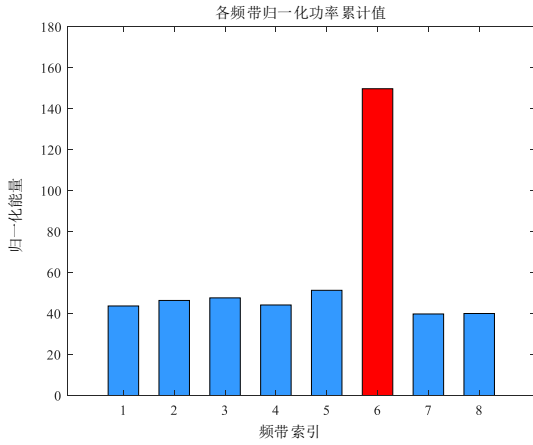
3.3 基于实时频段检测的多频同步机制

多频同步机制的原理如图 6 所示, 输入信号经流



(a) 各阶段功率谱处理结果示意图

(a) Power spectra at different processing stages



(b) 各频段归一化功率累积值

(b) Normalized accumulated power across frequency bands

图5 SNR=0 dB下信号频段检测结果示意图

Figure 5 Band detection results at SNR = 0 dB

水线式FFT模块实现实时频谱分析,采用滑动窗口对信号流进行分段截取处理,通过频段检测器生成8个可通信频段所对应的索引值 $c^{(i)} \in \{1, 2, \dots, 8\}$,其中 i 表示处理分段的序号。在此基础上,在定时度量 $M(d)$ 上执行峰值搜索算法,并动态切换解调频段。该机制通过以下三种状态完成工作:

(1) 搜索态:

系统首先进入搜索态,根据式(16)和式(17)对 $M(d)$ 的峰值进行搜索,同时设置计数器对已搜索的

采样点进行计数,并设定超时门限 N_c 。当检测到峰值时,系统记录峰值位置 \hat{d} ,并对解调频率进行锁定,状态机切换至保持态;若发生超时,则对计数器进行复位,并向NCO发出换带控制信号以切换解调频率。

(2) 保持态:

在保持态下,锁定解调频率,并在随后在区间 $[\hat{d} + N_s - L, \hat{d} + N_s + L]$ 内继续搜索第2个峰值。若第2个峰值未被检测到,系统将解锁当前解调频率,向NCO发送频段切换信号,并返回搜索态。若检测到该峰,则更新 \hat{d} ,并在以新的 \hat{d} 为参考的后续区间内继续搜索后续峰值,如此循环直至某一区间内未检测到峰值。若在下一搜索区间内仍能检测到峰值,则判定符号同步已建立,状态机转入同步态;否则,系统将解除对解调频率的锁定并重新初始化,返回搜索态。

(3) 同步态:

在同步态下,系统在后续各观测区间内持续执行峰值搜索,以完成工作模式识别。在符号同步保持有效的前提下,系统进一步进入后续帧处理阶段。

超时参数 N_c 的设定需同时考虑两方面因素:用于前导捕获的最小滑动窗口长度,以及在混频器、抽取滤波器与相关器等系统模块中传播的累计流水线时延 τ_d 。该时延对应的采样点数 N_d 可表示为

$$N_d = \left\lceil \frac{\tau_d \cdot f_{\text{clk}}}{D} \right\rceil \quad (22)$$

其中 f_{clk} 为时钟采样率, D 为下采样抽取因子。由此可得超时参数

$$N_c = 2N_s + N_d \quad (23)$$

预检测前导序列数量 M_p 的选取需综合考虑图7所示的2种关键工况:

(1) 当 $t = t_1$ 时,频带识别错误导致接收机在错误频带内对纯噪声进行互相关运算,在超时之前难以产生可检测的峰值。

(2) 当 $t = t_2$ 时,频带切换后仅对部分前导序列完成解调,相关能量不足以超过检测阈值。

因此, M_p 应满足

$$M_p \geq \left\lceil \frac{2N_{\text{m}}/D + N_c}{N_s} \right\rceil + 2 \quad (24)$$

其中 N_{m} 为频段检测所用FFT窗长。

3.4 多频同步理论性能分析

本节在前述算法设计的基础上,对多频同步过程中频段检测与相关检测的虚警概率和检测概率进行理论建模与推导。为便于获得可解析的闭式表达式,本节的理论分析仅考虑背景噪声,脉冲噪声的影响通过第4节中的仿真结果加以评估。与此同时,分析中忽略滑动平均滤波的平滑作用,并假设各子频带内噪

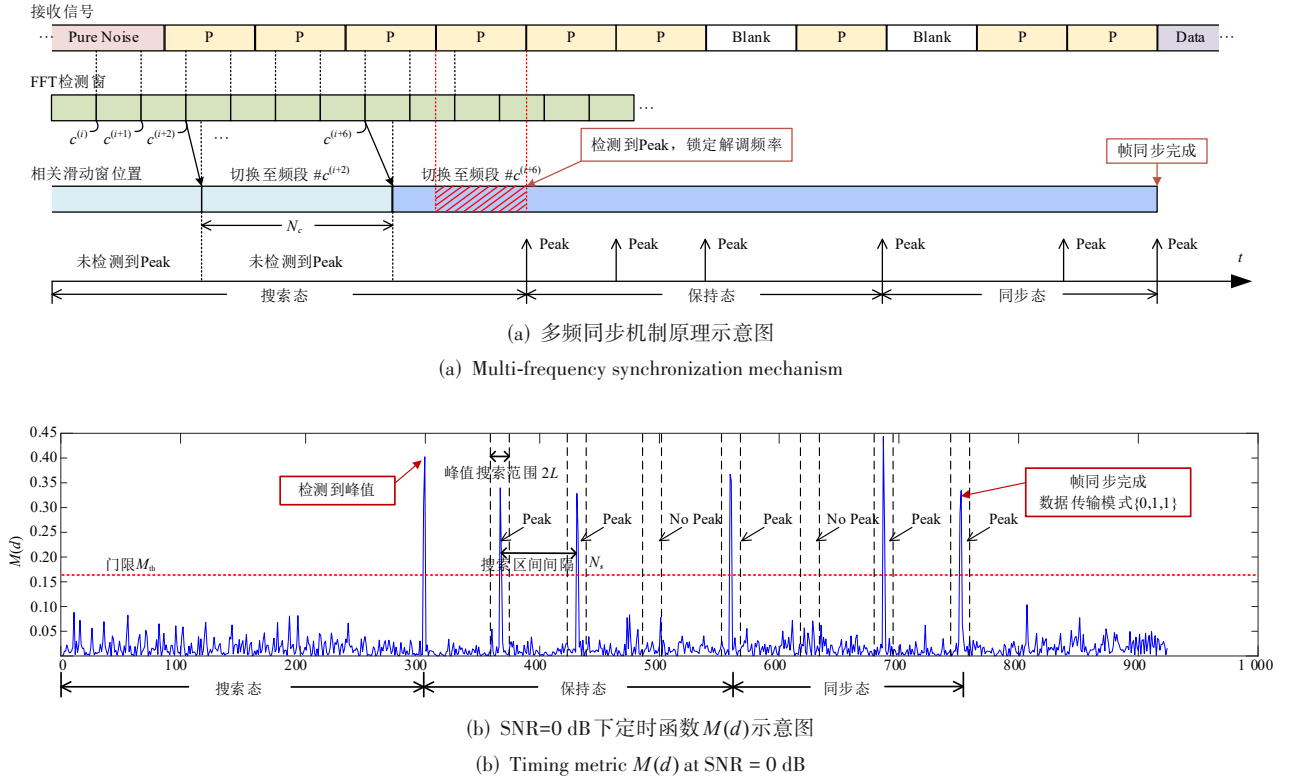


图6 多频同步机制原理及其定时函数示意图

Figure 6 Multi-frequency synchronization mechanism and timing metric

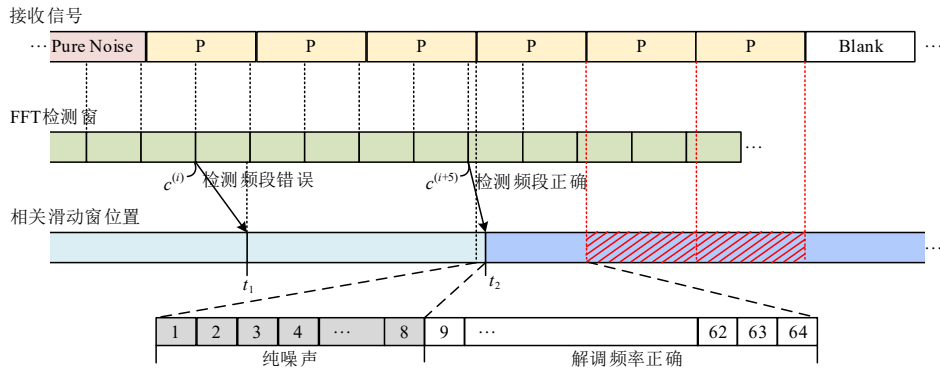


Figure 7 Worst-case scenario for the multi-frequency synchronization system

声功率谱在局部频率范围内近似平坦,从而在保证工程代表性的前提下降低推导复杂度,为系统参数配置提供量化依据。

3.4.1 频段检测理论分析

(1) 噪声功率谱估计

在频段检测层面,对任意给定的候选频段 c 采用如下二元假设:

$\mathcal{H}_0^{(f)}$: 目标频段内无信号,仅存在背景噪声;

$\mathcal{H}_1^{(f)}$: 存在前导信号,能量主要集中在真实频

段 \mathcal{B}_c 内。

设接收时域信号经 N 点 FFT 后得到 $X[k] = H[k]S[k] + W[k]$ 。其中, $H[k]$ 为信道响应, $S[k]$ 为前导信号频谱, $W[k]$ 为噪声频谱,满足 $W[k] \sim \mathcal{CN}(0, NS_w[k])$ 。 $S_w[k]$ 为真实噪声功率谱密度。

在静默时隙中,利用 M 个噪声块通过周期图法估计噪声功率谱, $V_m[k]$ 是接收噪声频谱。第 m 个噪声块的周期图图

$$W_m[k] = \frac{1}{N} |V_m[k]|^2, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (25)$$

噪声功率谱估计量为

$$\hat{S}_w[k] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M W_m[k] \quad (26)$$

可得

$$\frac{2M\hat{S}_w[k]}{S_w[k]} \sim \chi_{2M}^2, \quad E[\hat{S}_w[k]] = S_w[k], \quad (27)$$

$$\text{Var}[\hat{S}_w[k]] = \frac{(S_w[k])^2}{M}$$

因此当 $M \rightarrow \infty$ 时, $\hat{S}_w[k] \xrightarrow{\text{a.s.}} S_w[k]$ 。

(2) 单频点归一化统计量分析

观测段上的周期图为

$$\hat{S}_y[k] = \frac{1}{N} |X[k]|^2 \quad (28)$$

可得归一化频域功率比

$$Z[k] = \frac{\hat{S}_y[k]}{\hat{S}_w[k] + \varepsilon} \approx \frac{\hat{S}_y[k]}{\hat{S}_w[k]} \quad (29)$$

其中 $\varepsilon \ll \hat{S}_w[k]$ 为数值保护常数, 在理论分析中可忽略。

在 $\mathcal{H}_0^{(f)}$ 下, $\hat{S}_y[k]$ 与 $\hat{S}_w[k]$ 同源于噪声过程, 因此满足 $Z[k] | \mathcal{H}_0^{(f)} \sim F_{2, 2M}$ 。由 F 分布的矩公式可得单点的均值与方差

$$\mu_{z,n} = \frac{M}{M-1}, \quad \sigma_{z,n}^2 = \frac{M^3}{(M-1)^2(M-2)} \quad (30)$$

在 $\mathcal{H}_1^{(f)}$ 下, $Z[k] | \mathcal{H}_1^{(f)} \sim F_{2, 2M}(\lambda_k)$, 为非中心 F 分布, 其非中心参数为 $\lambda_k = \frac{2|H[k]S[k]|^2}{NS_w[k]}$ 。亦可由非中心 F 分布的矩公式得到均值与方差

$$\mu_{z,s} = \frac{M}{M-1} \left(1 + \frac{\lambda_k}{2} \right), \quad \sigma_{z,s}^2 = \frac{M^2 \left(M\lambda_k + M + \frac{\lambda_k^2}{4} \right)}{(M-1)^2(M-2)} \quad (31)$$

在理想噪声谱估计的极限情形下, 上述模型退化为

$$Z[k] \Big| \mathcal{H}_0^{(f)} \sim \frac{1}{2} \chi^2, \quad Z[k] \Big| \mathcal{H}_1^{(f)} \sim \frac{1}{2} \chi^2(\lambda_k) \quad (32)$$

对应

$$\mu_{z,n} = 1, \sigma_{z,n}^2 = 1, \mu_{z,s} = 1 + \frac{\lambda_k}{2}, \sigma_{z,s}^2 = 1 + \lambda_k \quad (33)$$

(3) 子频带累积统计量分析与频段检测概率

为在频段级应用中心极限定理, 需保证同一频段内 $Z[k]$ 在分布上保持一致。本文采用如下子频带平坦假设, 即对任意频段 c , 在其覆盖的频率集合 \mathcal{B}_c 内, 信道增益、前导功率谱以及噪声功率谱缓慢变化, 可

近似为常数。在该假设下真实频段 c_0 内的非中心参数近似为常数:

$$\lambda_k \approx \lambda, \quad k \in \mathcal{B}_{c_0} \quad (34)$$

因此在给定假设 $\mathcal{H}_0^{(f)}$ 或 $\mathcal{H}_1^{(f)}$ 下, 同一频段内 $\{Z[k]\}_{k \in \mathcal{B}_c}$ 可视为独立同分布的随机变量。根据中心极限定理可推得

$$\begin{cases} T_c | \mathcal{H}_0^{(f)} \approx \mathcal{N}(\mu_{T,n}, \sigma_{T,n}^2), \\ \mu_{T,n} = K_c \mu_{z,n}, \quad \sigma_{T,n}^2 = K_c \sigma_{z,n}^2 \end{cases} \quad (35)$$

$$\begin{cases} T_{c_0} | \mathcal{H}_1^{(f)} \approx \mathcal{N}(\mu_{T,s}, \sigma_{T,s}^2), \\ \mu_{T,s}(\lambda) = K_c \mu_{z,s}(\lambda), \quad \sigma_{T,s}^2(\lambda) = K_c \sigma_{z,s}^2 \end{cases} \quad (36)$$

从而计算得到频段检测成功概率 P_{det} 为

$$\begin{aligned} P_{\text{det}}(\lambda) &= \Pr\{c^* = c_0\} = \Pr\{T_{c_0} > T_c, \forall c \neq c_0\} \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left[F_{T|\mathcal{H}_0^{(f)}}(x) \right]^{C-1} f_{T|\mathcal{H}_1^{(f)}}(x) dx \end{aligned} \quad (37)$$

其中,

$$F_{T|\mathcal{H}_0^{(f)}}(x) = \Phi\left(\frac{x - \mu_{T,n}}{\sigma_{T,n}}\right), \quad (38)$$

$$f_{T|\mathcal{H}_1^{(f)}}(x) = \frac{1}{\sigma_{T,s}} \phi\left(\frac{x - \mu_{T,s}(\lambda)}{\sigma_{T,s}(\lambda)}\right)$$

$\Phi(\cdot)$ 与 $\phi(\cdot)$ 分别为标准正态分布的累积分布函数与概率密度函数。

令 $z = \frac{x - \mu_{T,s}}{\sigma_{T,s}}$, 得等价形式

$$P_{\text{det}}(\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\Phi\left(\frac{\mu_{T,s}(\lambda) + \sigma_{T,s}(\lambda)z - \mu_{T,n}}{\sigma_{T,n}}\right) \right]^{C-1} \phi(z) dz \quad (39)$$

3.4.2 相关检测理论分析

记前导序列为 \mathbf{s} , 在时延假设为 d 时的接收向量为 \mathbf{r}_d , 则有

$$\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(N_s - 1)]^T, \quad (40)$$

$$\mathbf{r}_d = [r(d), \dots, r(d + N_s - 1)]^T$$

在相关检测层面采用统一模型

$$\mathbf{r}_d = \alpha(d) \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_d, \quad \boldsymbol{\eta}_d \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\eta}^2 \mathbf{I}_{N_s}) \quad (41)$$

其中 σ_{η}^2 为相关器输入噪声向量 $\boldsymbol{\eta}_d$ 的等效方差。 $\alpha(d)$ 综合了信道增益与定时偏差。设 d_0 为真实的定时对齐点, 引入二元假设:

$\mathcal{H}_0^{(f)}$: 无前导或未对齐, $\alpha(d) = 0$;

$\mathcal{H}_1^{(f)}$: 频段检测正确且 $d = d_0$, $\alpha(d_0) \neq 0$ 。

则对应前导信噪比定义为

$$\gamma(d) \triangleq \frac{|\alpha(d)|^2 E_s}{\sigma_\eta^2}, \quad \gamma \triangleq \gamma(d_0) \quad (42)$$

相关统计量为

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{R(d) E_s} = \frac{|\mathbf{s}^H \mathbf{r}_d|^2}{\|\mathbf{r}_d\|_2^2 \|\mathbf{s}\|_2^2} \quad (43)$$

对信号向量白化并施加酉变换^[30], 可将 $M(d)$ 统一写成

$$M(d) = \frac{\left| \sqrt{\gamma(d)} + z_1 \right|^2}{\left| \sqrt{\gamma(d)} + z_1 \right|^2 + \sum_{i=2}^{N_s} |z_i|^2} \quad (44)$$

其中 $z_i \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 且独立同分布。

令 $X \triangleq \left| \sqrt{\gamma(d)} + z_1 \right|^2$, $Y \triangleq \sum_{i=2}^{N_s} |z_i|^2$, 则有

$$X \sim \chi_2^2(2\gamma(d)), \quad Y \sim \chi_{2(N_s-1)}^2, \quad M(d) = \frac{X}{X+Y} \quad (45)$$

(1) 在噪声假设 $\mathcal{H}_0^{(t)}$ 下, $\gamma(d) = 0$, 此时

$$M(d) \Big| \mathcal{H}_0^{(t)} \sim \text{Beta}(1, N_s - 1) \quad (46)$$

其累积分布函数为

$$F_{M|\mathcal{H}_0^{(t)}}(m) = 1 - (1-m)^{N_s-1}, \quad 0 < m < 1 \quad (47)$$

因而门限为 M_{th} 时单次相关判决虚警概率为

$$P_{\text{FA}} = \Pr \left\{ M(d) > M_{\text{th}} \Big| \mathcal{H}_0^{(t)} \right\} = (1 - M_{\text{th}})^{N_s-1} \quad (48)$$

若在一个长度为 N_{win} 的搜索窗口内进行多次相关检测, 则窗口级虚警概率近似为

$$P_{\text{FA, win}} \approx 1 - (1 - P_{\text{FA}})^{N_{\text{win}}} \quad (49)$$

(2) 在含前导假设 $\mathcal{H}_1^{(t)}$ 下, $\gamma(d) = \gamma > 0$, 此时

$$M(d_0) \Big| \mathcal{H}_1^{(t)} \sim \text{Beta}_{\text{nc}}(1, N_s - 1, 2\gamma) \quad (50)$$

即服从非中心 Beta 分布。可利用 Poisson - Gamma 混合表示^[31]。令 $K \sim \text{Poisson}(\gamma)$, 在给定 $K = k$ 条件下

$$M(d_0) \Big| (\mathcal{H}_1^{(t)}, K = k) \sim \text{Beta}(k+1, N_s - 1) \quad (51)$$

对应累积分布函数为

$$F_{M|\mathcal{H}_1^{(t)}}(m; \gamma) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-\gamma} \frac{\gamma^k}{k!} I_m(k+1, N_s - 1) \quad (52)$$

其中 $I_m(\cdot, \cdot)$ 为正则化不完全 Beta 函数。因此相关检测在门限 M_{th} 下的单次检测成功概率为

$$\begin{aligned} P_s(\gamma) &= \Pr \left\{ M(d_0) > M_{\text{th}} \Big| \mathcal{H}_1^{(t)} \right\} \\ &= 1 - F_{M|\mathcal{H}_1^{(t)}}(M_{\text{th}}; \gamma) \\ &= 1 - e^{-\gamma} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\gamma^k}{k!} I_{M_{\text{th}}}(k+1, N_s - 1) \end{aligned} \quad (53)$$

3.4.3 多频同步检测性能分析

针对多频同步成功率, 在频段检测与相关检测两级判决串联的架构下, 一次多频同步成功可视为以下三个事件同时发生: (1) 频段检测正确, 即输出 $c^* = c_0$, 其概率记为 $P_{\text{det}}(\lambda)$; (2) 在真实对齐点 d_0 上相关统计量越过门限, 概率为 $P_s(\gamma)$; (3) 在相关搜索窗口内未出现“先于真实峰”的虚警触发, 其概率近似为 $(1 - P_{\text{FA, win}})$ 。在近似独立假设下, 多频同步成功率可表示为

$$P_{\text{sync}}(\gamma) \approx P_{\text{det}}(\lambda(\gamma)) \cdot P_s(\gamma) \cdot (1 - P_{\text{FA, win}}) \quad (54)$$

其中 λ 与 γ 均为刻画链路信噪比的等效参数。前者对应频段能量检测中真实频段的非中心参数, 后者对相关检测中前导的时域信噪比, 且两者满足 $\lambda(\gamma) = \frac{2}{K_{c_0}}$ 。

针对虚警概率, 只要相关窗口内不存在与本地前导匹配的有效信号, 无论当前频段是否存在业务信号、亦无论频段检测是否选错, $M(d)$ 的分布形式不变, 因此窗口级虚警概率均可统一由 $P_{\text{FA, win}}$ 描述。多频同步的虚警概率可由式(49)表示:

$$P_{\text{FA, win}} \approx 1 - \left(1 - (1 - M_{\text{th}})^{N_s-1} \right)^{N_s} \quad (54)$$

4 系统性能与硬件资源评估

4.1 MATLAB 仿真

为评估所提基于动态频段检测的多频同步系统在典型电力线信道与非平稳噪声条件下的同步性能与虚警特性, 本文在 MATLAB 平台构建端到端仿真环境, 并与传统 FD-PLC 8 路并行检测结构进行对比。仿真中, 通信工作频段选取 2.625、3.875、5.125、6.375、7.625、8.875、10.125 和 11.375 MHz 8 个中心频点, 系统主要参数列于表 1。判决门限 M_{th} 由式(55)在窗口级虚警约束 $P_{\text{FA, win}} \leq 10^{-3}$ 下反求得到, 数值约为 $M_{\text{th}} \approx 0.16$ 。

分别采用 AWCN 与马尔可夫-米德尔顿两类脉冲噪声模型, 构建了 3 种噪声环境: (1) 仅有背景噪声 (Background Noise, BGN); (2) 背景噪声叠加弱脉冲噪声 (Weak Impulsive Noise, W-IN), 参数 $A = 0.1, \Gamma = 0.05$; (3) 背景噪声叠加强脉冲噪声 (Strong Impulsive Noise, S-IN), 参数 $A = 0.1, \Gamma = 0.01$ 。为考察频谱分辨率对频段检测与后续同步性能的影响, 仿真对比了 $N_{\text{fft}} = 1024$ 与 $N_{\text{fft}} = 2048$ 两种配置。依据文献[1]和[14]的模型, PLC 信道特性与噪声分量的仿真参数分别列于表 2 与表 3。其中窄带噪声在不同频带呈现差异化的参数分布, 其中 U 、Exp 与 \mathcal{N} 分别表示均匀分布、移位指数分布与正态分布。

表 1 系统仿真参数

Table 1 System simulation parameters

仿真参数	数值	
时钟频率 f_{clk}/MHz	40	
信号带宽 B/MHz	1.25	
下采样抽取因子 D	32	
前导序列长度 N_s	64	
子载波使用率 $\rho_s/\%$	70	
子载波间隔 Δ/kHz	19.531	
峰值搜索区间宽度 L	8	
判决门限 M_{th}	0.16	
超时时间 N_c	136	
符号检测前导数量 M_p	7	
FFT窗长 N_{fft}	1 024	2 048
频带半宽度 Δ_c	11	22

表 2 15 径电力线信道模型参数

Table 2 Parameters of the 15-path power line channel model

衰减参数								
$k=1, \alpha_0=0, a_1=7.8 \times 10^{-10} \text{ m/s}$								
多径模型参数								
i	g_i	d/m	i	g_i	d/m	i	g_i	d/m
1	0.029	90	6	-0.040	200	11	0.065	567
2	0.043	102	7	0.038	260	12	-0.055	740
3	0.103	113	8	-0.038	322	13	0.042	960
4	-0.058	143	9	0.071	411	14	-0.059	1 130
5	-0.045	148	10	-0.035	490	15	0.049	1 250

表 3 电力线噪声参数设置

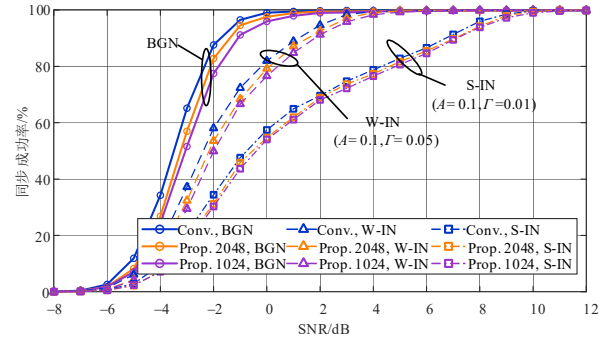
Table 3 Parameter settings for the power line noise model

彩色背景噪声参数		
(N_0, N_1, f_1)	$(-33 \text{ dB}\mu, 40 \text{ dB}\mu, 8.6 \text{ MHz})$	
窄带噪声参数		
	0~10 MHz 频段	10~20 MHz 频段
N	6	3
A_k/dB	$U(5, 15)$	$\mathcal{N}(4.6, 18.2^2)$
B_k/MHz	$\text{Exp}(0.2, 0.23)$	$\text{Exp}(0.18, 0.23)$
$f_{0,k}/\text{MHz}$	$U(0, 10)$	$U(10, 20)$
脉冲噪声参数		
(A, T)	$(0.1, 0.05)/(0.1, 0.01)$	
x	0.98	

本文采用蒙特卡罗方法对系统性能进行统计评估, SNR 在范围 $[-8, 12]$ dB 内以 1 的间隔扫描, 每个 SNR 点进行 10^4 次独立试验。单次试验中, 从 8 个通信频带随机选取一个作为真实发射频带, 并叠加服从均匀分布的定时偏移以刻画异步传输条件。

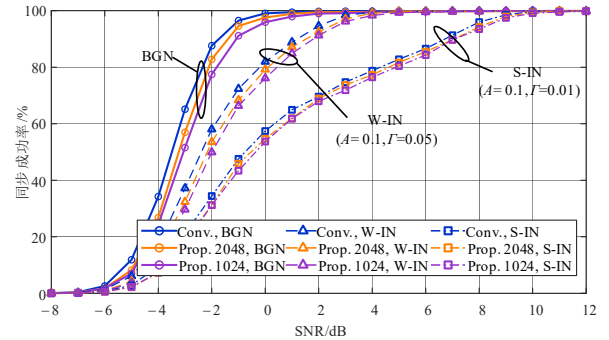
图 8 给出了所提多频同步系统与传统仿真采用

FD-PLC8 咱并行检测系统在不同噪声条件下的同步成功率对比结果。仿真采用 $N_{fft}=2 048$ 和 $N_{fft}=1 024$, 并在背景噪声叠加 AWCN 与马尔可夫-米德尔顿两种噪声模型下, 进一步设置不同脉冲噪声强度进行测试。结果表明, 所提方法在两种 FFT 配置下、面对不同噪声模型及脉冲噪声强度变化时的总体性能退化均小于 1 dB, 该性能损失在工程实现中可接受。



(a) 背景噪声+AWCN 下系统同步性能

(a) Synchronization performance under background noise and AWCN



(b) 背景噪声+马尔可夫-米德尔顿模型下系统同步性能

(b) Synchronization performance under background noise and Markov-Middleton noise

图 8 多频同步系统与 FD-PLC8 咱并行检测系统同步性能对比

Figure 8 Synchronization performance of the proposed and conventional FD-PLC schemes

图 9 对比了所提多频同步与传统 8 咱并行系统在 BGN 和 S-IN 两种噪声环境下的虚警概率 $P_{FA,win}$ 与门限 M_{th} 的关系。门限在 $[0.06, 0.25]$ 内以 0.01 的间隔扫描, 每点进行 5×10^5 次蒙特卡罗试验。结果表明, 两种方法在两类噪声下的虚警率-阈值曲线几乎重合, 虚警性能基本一致。这是因为虚警由无前导匹配时相关统计量的越阈概率主导, 而归一化互相关对噪声功率尺度变化具有抑制作用, 使两种系统架构在 BGN 与 S-IN 条件下呈现相近的虚警水平。仿真曲线相较理论曲线略有抬升, 其原因在于理论推导通常基于噪声独立且近似高斯的理想假设, 并未充分计入滤

波与滑动窗口处理引入的样本相关性;而在实际仿真中,彩色噪声、滤波抽取造成的相关性等因素会增大统计量的尾部概率,从而使越阈事件略微增多。

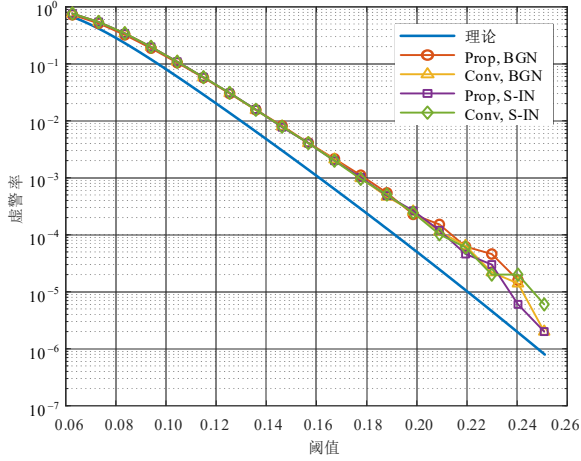


图9 多频同步系统与FD-PLC8咱并行检测系统的虚警性能分析

Figure 9 False alarm performance of the proposed and conventional FD-PLC schemes

为评估频段检测观测长度对多频同步性能的影响,在仅含背景噪声BGN的条件下,采用2048点FFT配置,频段判决阶段分别取 $M_p=3\sim 8$ 个前导符号进行观测,其余参数保持一致,开展蒙特卡罗仿真。如图10所示, M_p 较小时频段判决不稳定,状态机在换带过程中易错过真实前导,使相关检测落在非目标频段而无法形成有效峰值,因此即使在高SNR区间成功率仍显著受限。随着 M_p 增大,同步成功率明显提升;当 M_p 达到7以上时曲线基本收敛,继续延长观测长度的收益有限。

为评估窄带噪声强度变化对多频同步性能的影响,

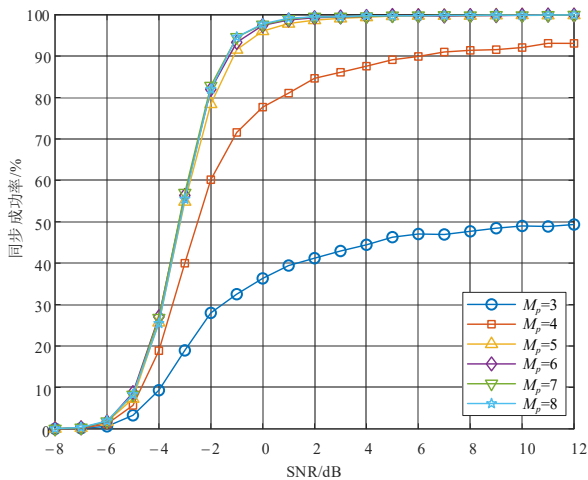


图10 多频同步系统在不同观测长度下的性能分析

Figure 10 Effect of observation length on synchronization performance

响,本文以表3所示窄带噪声参数为基准,在保持窄带分量个数 N 、带宽 B_k 及中心频率 $f_{0,k}$ 的生成规则不变,对幅度参数 A_k 引入窄带额外噪声强度增益 Δ_a ,即 $A_k^{(\text{test})} = A_k^{(\text{base})} + \Delta_a$,并在相同系统配置下开展蒙特卡罗仿真。结果如图11所示,随着 Δ_a 增大,同步成功率曲线整体呈现向高SNR侧右移的趋势,当 $\Delta_a \leq 0$ dB时成功率迅速提升并在较低SNR即可趋近饱和,而当 $\Delta_a \geq 7.5$ dB时曲线斜率明显减小,并在高SNR端出现成功率上限,至12 dB仍难达到99%。上述结果表明,窄带噪声增强会削弱频段判决的可靠性,使系统性能由噪声受限逐渐转为干扰受限,从而导致同步成功率的饱和上限降低。总体而言,在表3给定的基准及其邻域强度扰动下,所提多频同步方案仍能保持较稳定的同步性能。因此,当个别频段被异常强窄带干扰长期占用、已难以承载有效通信时,可将该频段从候选集合中动态剔除或关闭其判别过程,使接收机在其余可用频段上继续完成频段判决与同步捕获,从而保证系统整体的连续工作能力。

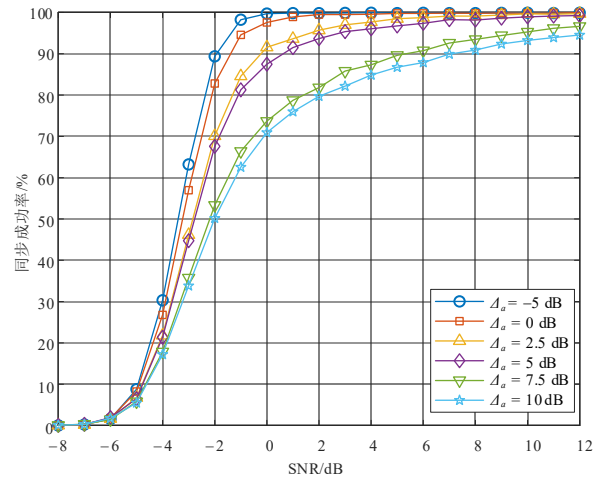


图11 多频同步系统在不同窄带增益 Δ_a 下的性能分析

Figure 11 Effect of narrowband interference gain Δ_a on synchronization performance

4.2 算法复杂度与带宽开销

4.2.1 算法复杂度分析

本文从持续监听阶段与捕获阶段两部分对计算复杂度进行量化评估。持续监听阶段对应搜索态下接收端数字前端处理链路持续运行以完成前导突发检测,因此以处理一个前导OFDM序列为基本统计单位对运算量进行量化。捕获阶段用于评估在成功检测条件下完成一次前导捕获所需的总运算量。上述两类复杂度均统一以实数乘法次数与实数加法次数作为统计口径。

(1) 持续监听阶段

设原始前导符号长度为 N_s , 插值倍率为 D , 则接收端每符号样点数为 $N_0 = N_s D$ 。两级 FIR 抽取滤波器长度分别为 L_1 与 L_2 。对于传统并行帧同步方案的单路基带链, 其实数加法 A_{1ch} 次数与乘法次数 M_{1ch} 为

$$A_{1ch} = \underbrace{\frac{21}{4} N_s D}_{\text{3级CIC滤波器}} + \underbrace{\frac{N_s D}{8} (L_1 - 1)}_{\text{第1级FIR滤波器}} + \underbrace{\frac{N_s D}{16} (L_2 - 1)}_{\text{第2级FIR滤波器}} + \underbrace{2(N_s - 1) \cdot N_s}_{\text{帧检测相关器}} \quad (56)$$

$$M_{1ch} = \underbrace{2N_s D}_{\text{混频器}} + \underbrace{\frac{N_s D}{8} L_1}_{\text{第1级FIR滤波器}} + \underbrace{\frac{N_s D}{16} L_2}_{\text{第2级FIR滤波器}} + \underbrace{2N_s^2}_{\text{帧检测相关器}} \quad (57)$$

多频同步方案在处理一个前导符号时需额外进行 N_{win} 次 FFT 及正频域功率谱计算, 其中 N_{win} 表示频段检测对一个前导符号进行分窗处理的次数。按实现所采用的基-2FFT 结构折算, 实数加法 A_{det} 次数与乘法次数 M_{det} 为

$$A_{det} = \underbrace{3N_{win} N_{fft} \log_2 N_{fft}}_{\text{FFT模块}} + \underbrace{\frac{1}{2} N_{win} N_{fft}}_{\text{平方和模块}} \quad (58)$$

$$M_{det} = \underbrace{2N_{win} N_{fft} \log_2 N_{fft}}_{\text{FFT模块}} + \underbrace{N_{win} N_{fft}}_{\text{平方和模块}} \quad (59)$$

因此所提新算法与传统算法的每个前导符号的运算加法乘法复杂度分别为

$$A_{new} = A_{det} + A_{1ch}, \quad M_{new} = M_{det} + M_{1ch} \quad (60)$$

$$A_{old} = 8 \cdot A_{1ch}, \quad M_{old} = 8 \cdot M_{1ch} \quad (61)$$

(2) 捕获阶段

捕获阶段以一次成功捕获所需的前导符号处理次数计入总运算量。传统 8 咱并行检测方案在 5 个前导符号内完成判决, 其总运算量为 $5A_{old}$ 与 $5M_{old}$ 。本文方案中 FFT 仅在搜索态运行, 进入保持态后关闭; 在最差工况下, 搜索态持续 7 个符号, 剩余 12 个符号仅执行基带链路处理, 则总运算量为 $7A_{det} + 12A_{1ch}$ 与 $7M_{det} + 12M_{1ch}$ 。

在本文实现中取 $L_1 = 24$ 、 $L_2 = 8$ 、 $N_{fft} = 2048$, 此时 $N_{win} = 1$ 。表 4 给出了代入参数后的定量结果, 可得本文所提方案在持续监听阶段的实数加法与乘法开销分别降低约 54% 与 57%; 而捕获阶段的实数加法与乘法开销分别降低约 23% 与 28%。

表 4 不同运行阶段下两种方案的计算开销

Table 4 Computational cost of the two schemes in different operating stages

运行阶段		FD-PLC8 咱并行检测系统	本文所提多频同步系统	降低幅度/%
持续监听阶段 (每前导符号)	实数加法	204 800	94 208	54
	实数乘法	155 648	66 560	57
捕获阶段	实数加法	1 024 000	787 456	23
	实数乘法	778 240	563 200	28

4.2.2 带宽开销分析

多频同步方案为完成频段检测需延长前导观测长度, 引入了额外的带宽开销。由表 1 中的采样率、前导符号长度与抽取因子可得单个前导符号时长为

$$T_{sym} = \frac{32 \times 64}{40 \times 10^6} = 51.2 \mu\text{s} \quad (62)$$

传统方案观测 5 个前导符号即可完成判决, 其时长为 $T_{old} = 5 \cdot T_{sym} = 256 \mu\text{s}$; 而多频同步方案需观测 12 个前导符号, 其时长为 $T_{new} = 12 \cdot T_{sym} = 614.4 \mu\text{s}$ 。因此额外开销为 $\Delta T = 358.4 \mu\text{s}$ 。

以电力线载波通信中最常用的帧结构为参照^[8], 数据帧由 12 个数据 OFDM 符号及其循环前缀组成, 单符号长度为 $(1024 + 64)$ 。因此数据帧时长为

$$T_{data} = 12 \times \frac{32 \times (1024 + 64)}{40 \times 10^6} = 10444.8 \mu\text{s} \quad (63)$$

相对额外带宽开销可表示为

$$\eta_{BW} = \frac{\Delta T}{T_{data}} \approx 3.43\% \quad (64)$$

结果表明, 前导延长带来的额外占比较低, 对有效载荷传输效率的影响有限。

4.3 FPGA 实现与硬件资源评估

本文选用 FPGA 进行硬件资源评估。FPGA 具备高可重构性与并行处理能力, 已成为通信接收机原型验证与工程实现的常用平台^[32]。为与前述系统仿真配置保持一致, 本文给出的 FPGA 实现架构同样按照 8 个候选工作频段进行设计。对应地, FD-PLC8 咱并行检测系统与所提多频同步系统的实现框图分别如图 12 和图 13 所示。系统均采用双时钟域设计, 系统时钟经 FPGA 内嵌锁相环生成 40 MHz 基础时钟驱动基带信号处理链路及 80 MHz 高速时钟专用于帧检测模块。

在传统 FD-PLC 架构中, 接收信号由 8 个并行通道处理, 每个通道先由混频器下变频至对应频带, 经 CIC 滤波器进行 8 倍抽取, 再通过两级时分复用的

FIR 滤波器进一步抽取。其中,具有系数自适应能力的相关器在各通道间进行时分共享,最终输出 8 路用于同步的基带信号流。当任一通道同步成功后,即触发后续解调模块对该通道信号的进一步处理。所提多频同步系统则采用实时频段检测动态控制 NCO,实现频段的自适应切换。该设计取消了原方案中模块级并行处理结构,简化了 FIR 滤波器的设计,大幅降低了硬件资源占用。此外,考虑到系统内部 OFDM 调制解调与频段检测过程在时序上互不冲突,对收发机内部 FFT 核实现资源复用以进一步减少硬

件开销。

进一步地,在模值计算方面,为降低硬件复杂度,采用了 Alpha-max-plus-beta-min 算法^[33],通过对信号实部 I 与虚部 Q 的绝对值进行简单的线性组合来近似模值,具体表达式如下:

$$\text{Mag} \approx \alpha \cdot \max(|I|, |Q|) + \beta \cdot \min(|I|, |Q|) \quad (65)$$

其中, α 和 β 为近似计算的权重系数,本文选取 $\alpha=1$, $\beta=0.25$ 来进行系统实现,通过简单的二进制移位与加法运算即可实现近似模值计算,以牺牲微小计算精度的代价降低乘法器资源开销。

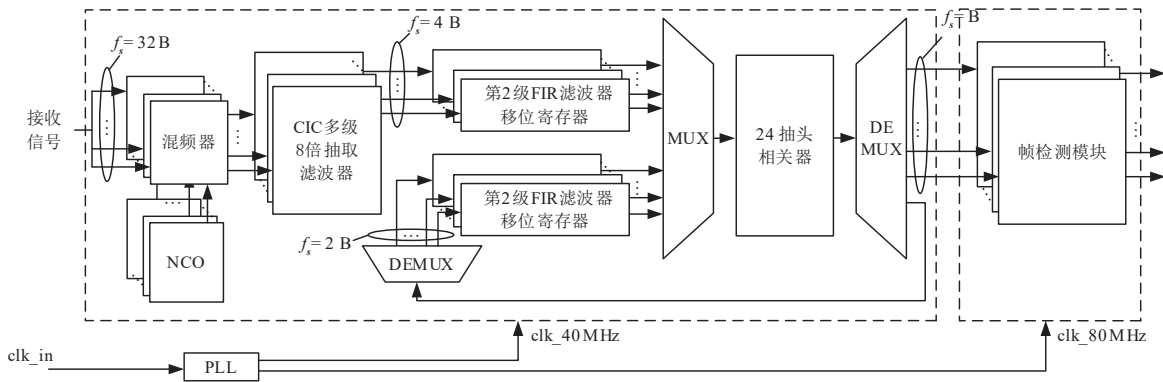


图 12 FD-PLC8 咱并行检测系统实现框图

Figure 12 Hardware architecture of the conventional eight-channel FD-PLC detector

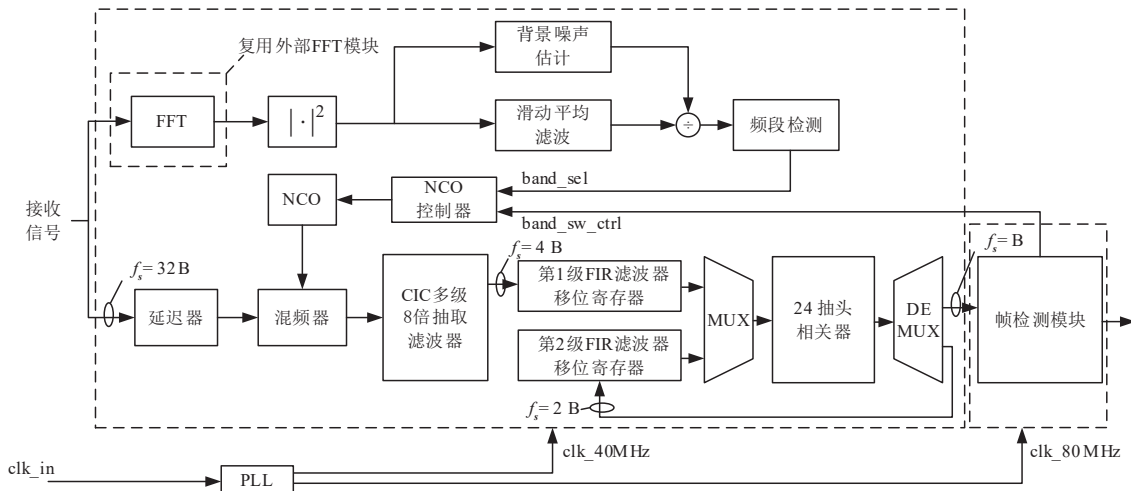


图 13 所提多频同步系统实现框图

Figure 13 Hardware architecture of the proposed multi-frequency synchronization system

采用 Verilog HDL 进行程序设计,对 Altera 公司的 Cyclone IV E 系列 FPGA (型号: EP4CE75F2317) 进行了硬件实现与综合分析,并在资源占用及功耗方面进行了详细对比。表 5 列出了两种系统在逻辑资源、组合逻辑函数、专用逻辑寄存器、存储资源、嵌入式 9 位乘法器以及功耗数据。结果表明,本文所提多频系统在

逻辑资源和运算单元的利用率上均有显著降低:总逻辑元件的占用率降低约 72%,其中组合逻辑函数降低约 73%,专用逻辑寄存器降低约 75%;嵌入式 9 位乘法器降低约 62%;存储资源的占用基本持平。此外,系统的总功耗下降幅度约为 40%。这种优化效果主要归因于采用动态频段检测技术,使得 FD-PLC 收发

机仅需利用一路混频器、抽取滤波器及帧检测模块完成检测任务,从而避免了原系统中多路并行检测带来

的资源冗余。在更多频段情况下,该资源节省效果将更加显著。

表5 系统硬件资源与功耗对比

Table 5 Hardware resource utilization and power consumption of the two systems

FPGA 型号	EP4CE75F2317		
系统类型	FD-PLC 8路并行检测系统	本文所提多频同步系统	优化幅度/%
逻辑单元总量	28 825/75 408(38%)	8 081/75 408(11%)	降低 72
组合逻辑函数总量	24 205/75 408(32%)	6 437/75 408(9%)	降低 73
专用逻辑寄存器	24 424/75 408(32%)	6 166/75 408(8%)	降低 75
存储器位总量	245 952/2 810 880 (9%)	239 862/ 2 810 880 (16%)	降低 2.6
嵌入式9位乘法器单元	224/400(56%)	86/400(22%)	降低 62
总热功耗	443.24 mW	268.26 mW	降低 40

基于 ModelSim 10.4 软件进行时序仿真。结果显示,传统 FD-PLC 8 路并行检测方案为 261.58 μs , 本文所提多频同步系统的检测时延 677.36 μs , 约为原方案的 2.6 倍。时延增量主要来源于前导长度扩展带来的处理窗口增加和 FFT 与频段检测链路的计算开销与流水线累计传播延时。在面向低成本、低功耗 FD-PLC 节点的应用场景中, 该代价具有工程可接受性。同时, 可通过进一步优化频段判决流程与链路时序以减少冗余等待与处理空转, 从而降低检测时延。

4.4 实测噪声验证

本节引入国产 HL3402 型采集器实测电力线噪声作为背景输入进行验证。噪声分别来自学生宿舍楼与实验楼的电力线插座环境。图 14 给出了两类场景下的典型噪声时域波形及其频谱特征。

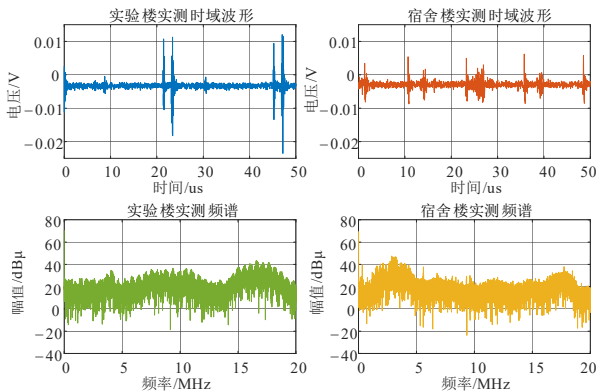


图 14 两类场景下电力线噪声时域波形与频谱特征

Figure 14 Time-domain waveforms and spectra of measured power line noise in two scenarios

在 MATLAB 平台中, 将实测噪声导入后叠加前导信号并复现完整接收处理链路。鉴于实测数据中背景噪声、脉冲干扰与窄带干扰难以严格分离, 本节采用信干噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) 作为统一度量指标, 评估同步成功率随 SINR 的

变化。仿真实接收机参数按照表 1 设置, 频域处理采用 2 048 点 FFT。仿真所用噪声按表 3 参数生成, 每个 SINR 点进行 10 000 次独立实验得到统计曲线。实测样本规模较小, 每种场景仅选取 50 段独立噪声片段, 因此在结果展示中采用 Wilson 置信区间绘制误差棒以表征统计不确定性^[34]。图 15 对比了噪声模型仿真与两类实测噪声驱动结果。3 条曲线趋势一致, 同步成功率随信干噪比提高快速上升并在中高区间趋于饱和, 表明噪声模型与实测工况具有较好一致性, 且算法在实测噪声下表现稳健。

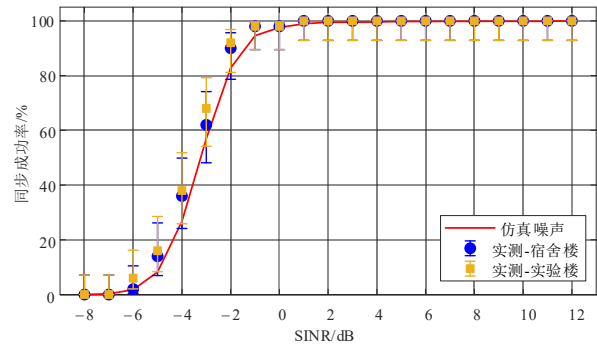


图 15 多频同步系统在实测噪声下的性能分析

Figure 15 Synchronization performance under measured power line noise

5 结论

本文面向 FD-PLC 多通道并行检测结构硬件资源占用与功耗较高的问题, 提出了一种基于多频检测的数字前端多频同步方案, 并通过 MATLAB 仿真、实测电力线噪声验证以及 FPGA 平台实现对所提方案进行了系统评估。结果表明, 所提方案在低信噪比区间的同步性能退化小于 1 dB, 在中高信噪比区间与传统 8 路并行检测方案基本持平, 并在窄带干扰和实测噪声条件下表现出良好的鲁棒性。复杂度量化结果显示, 在仅引入约 3.43% 相对带宽开销的前提下, 所提

方案在持续监听阶段的实数加法与乘法开销分别降低约 54% 和 57%, 在捕获阶段分别降低约 23% 和 28%。FPGA 实现结果进一步表明, 所提方案在总逻辑元件、组合逻辑函数、专用逻辑寄存器和嵌入式 9 位乘法器等关键资源占用上分别降低约 72%、73%、75% 和 62%, 总功耗下降约 40%。综上, 本方案在保持同步性能基本不变的前提下显著降低计算与硬件实现代价, 适用于面向大规模、低成本部署的多频带 FD-PLC 节点实现。

参考文献

- [1] Khan W Z, Rehman M H, Zangoti H M, et al. Industrial internet of things: Recent advances, enabling technologies and open challenges[J]. *Computers & Electrical Engineering*, 2020, 81: 106522.
- [2] 李竞博, 马礼, 李阳, 等. 面向海洋气象预报的低时延智能物联网构建[J]. *电子学报*, 2025, 53(2): 301-313.
Li Jingbo, Ma Li, Li Yang, et al. Construction of low-latency artificial intelligence of things for marine meteorological forecasting[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2025, 53(2): 301-313.
- [3] 刘剑滨, 李莎, 姜岩峰, 等. 智慧照明中基于导通角调制的电力线通信技术[J]. *电子学报*, 2021, 49(7): 1331-1338.
Liu Jianbin, Li Sha, Jiang Yanfeng, et al. Power line communication technology based on conduction angle modulation in intelligent lighting[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2021, 49(7): 1331-1338.
- [4] Li Yingxue, Zhang Min, Zhu Wenguang, et al. Performance evaluation for medium voltage MIMO-OFDM power line communication system[J]. *China Communications*, 2020, 17(1): 151-162.
- [5] Yu Lingang, Liu Qiang, Wu Dongwen, et al. Security transmission in MIMO ubiquitous power Internet of Things systems[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 121006-121014.
- [6] 1901.1-2018 IEEE standard for medium frequency (less than 12 MHz) power line communications for smart grid applications[S].
- [7] Shi Chenchao, Feng Biqian, Wu Yongpeng, et al. A preamble-based MAC mechanism in Ad-Hoc network[J]. *Journal of Communications and Information Networks*, 2022, 7(1): 60-71.
- [8] Song Kai, Feng Biqian, Wu Yongpeng, et al. R-PMAC: A robust preamble-based MAC mechanism applied in industrial Internet of Things[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(1): 623-637.
- [9] Nikfar B, Bumiller G. Real-time synchronization and multiband detection for narrowband power line communication[C]//2017 IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC). Piscataway: IEEE, 2017: 1-5.
- [10] Zhang Haoyuan, Hou Yonghong, Chen Yanfang, et al. Analysis of simplified frame synchronization scheme for burst-mode multi-carrier system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(6): 1054-1056.
- [11] 何世彪, 吴红桥, 王杰强, 等. 电力线载波通信定时同步算法及其 FPGA 实现[J]. *计算机应用*, 2011, 31(11): 2918-2921.
He Shibiao, Wu Hongqiao, Wang Jieqiang, et al. Power line carrier communications timing synchronization and FPGA implementation[J]. *Journal of Computer Applications*, 2011, 31(11): 2918-2921.
- [12] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [13] Minn H, Zeng M, Bhargava V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2000, 4(7): 242-244.
- [14] Ren Guangliang, Chang Yilin, Zhang Hui, et al. Synchronization method based on a new constant envelope preamble for OFDM systems [J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2005, 51(1): 139-143.
- [15] Fang Yibo, Zhang Zuotao, Liu Guanghui. A novel synchronization algorithm based on CAZAC sequence for OFDM systems[C]//2012 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Piscataway: IEEE, 2012: 1-4.
- [16] 何其恢, 朱立东. 一种基于双图案的卫星信号能量检测粗同步方法[J]. *电子学报*, 2022, 50(3): 524-532.
He Qihong, Zhu Lidong. Double pattern based coarse synchronization method using energy detection for satellite signal[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2022, 50(3): 524-532.
- [17] Liu Sicong, Yang Fang, Li Dejian, et al. Power line communication with robust timing and carrier recovery against narrowband interference for smart grid[J]. *Sensors*, 2022, 22(11): 4013.
- [18] Su S L, Huang N H, Chen Y H, et al. Preamble detection for broadband power line communication systems[J]. *Telecommunication Systems*, 2024, 87(1): 47-60.
- [19] Shent B, Huang Longyang, Zhao Chengshi, et al. Energy detection based spectrum sensing for cognitive radios in noise of uncertain power[C]//2008 International Symposium on Communications and Information Technologies.

- Piscataway: IEEE, 2008: 628-633.
- [20] Smriti, Chhagan C. Double threshold-based energy detection spectrum sensing scheme by considering the sensing history in confusion region[C]//2018 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN). Piscataway: IEEE, 2018: 518-521.
- [21] Yang Mingchuan, Li Yuan, Liu Xiaofeng, et al. Cyclostationary feature detection based spectrum sensing algorithm under complicated electromagnetic environment in cognitive radio networks[J]. China Communications, 2015, 12(9): 35-44.
- [22] El-Khamy S E, El-Mahallawy M S, Youssef E N S. Improved wideband spectrum sensing techniques using wavelet-based edge detection for cognitive radio[C]//2013 international conference on computing, networking and communications (ICNC). Piscataway: IEEE, 2013: 418-423.
- [23] Zhang Bin, Wu Jun, Su Mingkun, et al. An efficient cooperative spectrum sensing for cognitive wireless sensor networks[J]. IEEE Access, 2023, 11: 132544-132556.
- [24] Zimmermann M, Dostert K. A multipath model for the powerline channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(4): 553-559.
- [25] Bai Tong, Zhang Hongming, Wang Jingjing, et al. Fifty years of noise modeling and mitigation in power-line communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2021, 23(1): 41-69.
- [26] Andreadou N, Pavlidou F N. Modeling the noise on the OFDM power-line communications system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(1): 150-157.
- [27] Middleton D. Statistical-physical models of electromagnetic interference[J]. IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility, 1977, EMC-19(3): 106-127.
- [28] Ndo G, Labeau F, Kassouf M. A Markov-Middleton model for bursty impulsive noise: Modeling and receiver design[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4): 2317-2325.
- [29] Sushma B S, Roopesh R, Gurugopinath S, et al. Performance characterization of broadband powerline communication for internet-of-things[C]//2019 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET). Piscataway: IEEE, 2019: 146-151.
- [30] Proakis J G, Salehi M. Digital communications[M]. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [31] Gupta A K, Nadarajah S. Handbook of beta distribution and its applications[M]. Boca Raton: CRC Press, 2004.
- [32] 田春生, 陈雷, 王源, 等. 面向FPGA的布局与布线技术研究综述[J]. 电子学报, 2022, 50(5): 1243-1254.
Tian Chunsheng, Chen Lei, Wang Yuan, et al. Review on technology of placement and routing for the FPGA[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(5): 1243-1254.
- [33] Lyons R G. Understanding digital signal processing[M]. Reading: Addison Wesley Pub, 1997.
- [34] Brown L D, Cai T T, DasGupta A. Interval estimation for a binomial proportion[J]. Statistical Science, 2001, 16(2): 101-133.

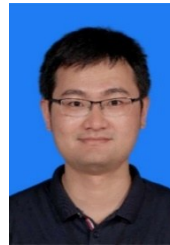
作者简介



郑 辰 男,2000年12月出生于上海市。现为上海交通大学集成电路学院在读硕士研究生。主要研究方向为电力线载波通信。
E-mail: zhengchen@sjtu.edu.cn



万 凯 男,1985年12月出生于江西省南昌市,2014年毕业于英国诺丁汉大学电子与电气工程专业。现为国家电网有限公司信息通信中心(大数据中心)高级工程师,主要研究方向为人工智能与物联网技术应用。
E-mail: kai-wan@sgcc.com.cn



吴泳澎 男,1986年5月出生于江西省南昌市。现为上海交通大学教授。主要研究方向为安全、超可靠和低时延通信理论与方法研究。
E-mail: yongpeng.wu@sjtu.edu.cn