

窄带电力噪声干扰下的 G3 标准分组检测算法的研究

张彦宇

(湖南铁道职业技术学院铁道牵引与动力学院 株洲 412001)

摘 要 G3 标准 OFDM(正交频分复用)多载波 PLC(电力线通信)技术应用于智能电网时,必须解决恶劣电力环境下的数据同步问题。当电力信道存在电力背景噪声及随机脉冲噪声时,经典的延时相关分组检测算法对数据起点检测存在较大误差。针对电力噪声的特点,为提高检测的准确度,将微分算法应用于延迟相关算法,提出新的分组检测算法。在电力噪声模型下,通过对经典算法及新的算法进行性能评测比较,验证了新算法对恶劣环境的适应性。

关键词 电力线通信,智能电网,分组检测,正交频分复用

中图分类号 TN914 **文献标识码** A

On Packet Detection Algorithm of G3-PLC Specification with Narrow-band Powerline Noise Interference

ZHANG Yan-yu

(Department of Railway Traction and Power, Hunan Railway Professional Technology College, Zhuzhou 412001, China)

Abstract When exploiting orthogonal frequency division multiplexing technology based on G3 specification on smart grid, it's necessary to solve the synchronization in harsh powerline environment for G3-PLC system. When there are background noise and impulsive interference in powerline channel, the classic delay-and-correlate packet detection algorithm has serious error. According to the characteristic of powerline noise, the classic packet detection algorithm is improved in order to increase the accuracy of detection. Through the evaluation of classic algorithm and new algorithm, the result shows new algorithm is more accurate than classic algorithm in the condition of powerline noise model.

Keywords Power line communication(PLC), Smart grid, Packet detection, Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)

1 引言

自动计量系统是使用智能电表通过多种通信介质,按需或以设定的方式测量、收集并分析用户用电数据,提供开放式双向通信的系统,是智能电网最基础和核心的部分。电力线通信技术是自动抄表系统(AMR)的主要通信方式,这是因为通过在与传递电能同一路径的线路上确定通信链路、传递信息,不需要重新铺设专用的通信通路,所以投入少;并且电力线通信不会像有线的方式被密集建筑物所阻挡,从而减少了安装和维护费用。在单载波 PLC 技术长期垄断电力线通信技术市场后,最近被称为 G3 和 PRIME 标准^[1]的基于 OFDM 窄带 PLC 技术进入了市场,提供了高的通信速率、鲁棒的通信模式,这些是 AMR 双向通信的关键。但是,将 G3 技术应用于智能电网,需要解决同步问题。一方面作为信息传输媒介进行数据或语音传输的通信通路,低压配电网络具有负荷情况复杂、信号衰减大、信道容量小的特点,并存在背景噪声、随机脉冲噪声、与工频同步的谐波噪声等;另一方面 G3 PLC 技术提供高的通信速率和复杂的纠错算法,要求大数据量传输。因此适用于 S-FSK(扩频-频率键控)技术的工频过零点同步方式^[2]并不适用于 G3 PLC 技术。本文分析了电力环境实际测量的噪声,建立了包括背景噪声和脉冲噪

声的窄带非高斯分布的噪声模型,基于此噪声,针对 G3 PLC 标准上行 OFDM 数据帧特点,研究了适用于电力环境下的分组检测算法,对现有经典相关检测算法进行了改进,并对改进前后的算法进行了评测。评测结果表明,新的检测算法能够更精确地检测数据分组的到来。

2 电力噪声建模

分组同步是找寻数据分组起始的近似估算,是接收机工作的第一步。由于 G3 发射机和接收机的工作的非同步性,在数据分组到来前,附加有额外的噪声,在数据分组结束后,又有一定的噪声,接收数据本身是数据与噪声的叠加。电力线噪声按文献[3,4]可以归为几类,但是影响电力线数据通信的主要是脉冲噪声和背景噪声。在频率为 10~95kHz 的窄带,背景噪声的功率密度随着频率的增高而减小,如图 1 所示,所以在较低频率传输数据时,受到低 SNR 的限制;脉冲噪声主要包括同步和异步脉冲,能够产生高的能量,并且其周期可能超过几个符号。基于电力线信道模型^[5],可以得到接收信号如下:

$$y_r(t) = x_t(t) \otimes h(t) + \eta_c(t) + \eta_{mp}(t) \quad (1)$$

其中, $y_r(t)$ 代表接收信号, $x_t(t)$ 代表发送信号, $h(t)$ 代表衰落信道传输函数, $\eta_c(t)$ 代表背景噪声, $\eta_{mp}(t)$ 代表脉冲噪声。

本文受国家自然科学基金(61172089),高等学校博士学科专项科研基金(20120161120012)资助。

张彦宇(1981—),男,硕士,讲师,主要研究方向为通信系统, E-mail: equilibrium@163.com。

为得到有效的电力噪声模型,在湖南大学 13 号实验楼进行了电力噪声的实测。图 1 为背景噪声功率谱密度经平滑处理后的结果,其具有低通特性。所以背景噪声的时域模型 $\eta_c(t)$,可以由加性高斯白噪声(AWGN) ϵ 通过滚降系数为‘1’的升余弦滚降滤波器而得到。 ϵ 的功率谱密度为 n_0 ,通过测试数据统计和中心极限定律分析, n_0 近似服从高斯分布: $n_0 \sim N(-21.5, 2)$ 。

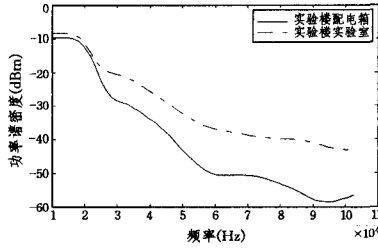


图 1 平滑后的背景噪声

而脉冲噪声可用如下公式建模^[6]:

$$\eta_{imp}(t) = \sum_{i=0}^K a_{v,i} \cdot imp\left(\frac{t-t_{a,i}}{t_{w,i}}\right) \quad (2)$$

式中,特性参数 t_a 、 t_w 和 a_v 是脉冲噪声的到达时间、宽度和包络,均服从指数分布。 K 是脉冲的总数。为确定 t_a ,两脉冲之间的间隔 t_d 必须知道。实际上,可以由 t_d 和 t_w 来确定脉冲到达时间。由实测噪声的时域波形(见图 2)可知,脉冲噪声具有指数衰减的正弦波振荡特性,所以时域模型可由下式表示:

$$imp(t) = \begin{cases} \exp(-dt) \sin(2\pi f_0 t), & t_{arr,i} < t \leq t_{arr,i} + t_{w,i} \\ 0, & t_{arr,i} + t_{w,i} < t \leq t_{arr,i} + t_{d,i} \end{cases}$$

$$t_{arr,i} = \begin{cases} \sum_{i=2}^N (t_{w,i-1} + t_{d,i-1}), & i > 1 \\ 0, & i = 1 \end{cases} \quad (3)$$

式中,衰减因子 d 由脉冲噪声的宽度 t_w 决定,表示脉冲下降的速度;振荡频率 f_0 决定了在一个脉冲宽度内,正弦波振荡的个数。令 $f_0 = f_s/2$,

$$\exp(-d_i * t_{w,i}) = 0.05 \Rightarrow d_i = \frac{\ln(0.05)}{-t_{w,i}} \quad (4)$$

基于式(1)~式(4),特性参数 t_w 、 t_d 和 a_v 完全确定了脉冲噪声的时域波形,这些参数由时域测量数据的统计值采样得到。将背景噪声和脉冲噪声相加即得电力噪声模型。由文献[6]的统计可知,在强脉冲噪声干扰情况下,脉冲干扰比率也小于 10%,所以背景噪声功率决定了电力噪声的功率。

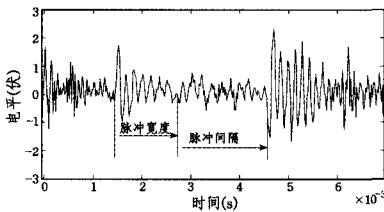


图 2 脉冲噪声

3 基于 G3-PLC 的分组检测算法

G3 标准电力线通信协议没有规定下行接收机的结构,采

用什么样的同步方式及同步性能如何评测根据实际电力环境确定。本文建立了电力噪声模型,利用 MATLAB 软仿的环境,评测并改进适应于电力环境的同步检测算法。

3.1 G3 帧结构

G3 是被法国电力(ERDF)和美信公司(MAXIM)所推荐的 OFDM PLC 技术,G3 的工作频段为 CENELEC A (35.938kHz~90.625kHz)频段^[7,8],调制方式除了 DBPSK\ DQPSK\D8PSK,还有鲁棒(ROBO)的调制方式。协议采用 OFDM 调制技术,采样频率为 400kHz,采用 256 点 FFT,子载波间隔为 1.5625kHz。其分组帧结构如图 3 所示。

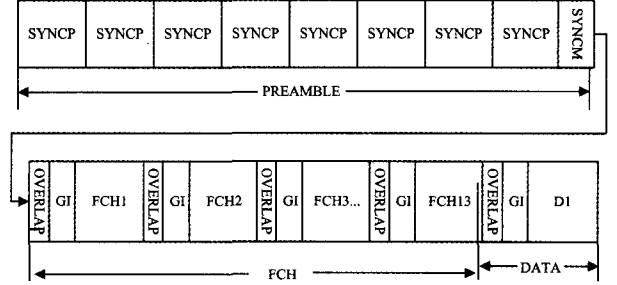


图 3 G3-PLC 典型数据分组帧结构

其包括 PREAMBLE(前导)、FCH(帧控制头)、DATA(数据段)。前导序列由 8 个 SYNCNCP 符号和 1.5 个 SYNCNCP 符号组成,SYNCNCP 符号完全相同,SYNCNCP 符号与 SYNCNCP 符号相差一个符号位,前导没有循环前缀。前导之后是 13 个帧控制头,帧控制头包含解调数据帧的重要信息。FCH 之后是数据符号,称为负载。在 FCH 和 DATA 中‘GI’是保护间隔,由循环前缀构成。FCH 和 DATA 有 256 个采样点,GI 一般取其结尾的 1/4 帧采样点。SYNCNCP 符号由特定的 256 个采样点构成,用来完成数据分组的同步检测。

3.2 分组检测算法

分组检测即检测突发传输方式的信道上是否有新的数据到达,其算法的好坏直接影响着接收机的后续工作。OFDM 系统一般采用前导结构进行分组检测。对于 G3-PLC 系统,其前导结构正是为了帮助同步而设计的。如图 3 所示,8 个前导符号是一样的,可完成分组检测。

经典分组检测算法^[9]利用前导符号的周期性实现延时相关,其假定噪声为不相关的高斯白噪声。算法按如下公式实现:

$$\begin{cases} C_n = \sum_{k=0}^{L-1} y_r(n-k) y^*(n-k-D) \\ P_n = \sum_{k=0}^{L-1} y_r(n-k-D) y^*(n-k-D) \\ M_n = \frac{|C_n|}{P_n} \end{cases} \quad (5)$$

式中, C_n 为接收信号 $y_r(n)$ 的延迟相关,因为前导周期是 256 个采样点,所以延迟周期 D 为 256。 P_n 为接收信号 $y_r(n)$ 的能量, M_n 是延迟相关算法的判决变量。当计算延迟相关的两个滑动窗进入数据分组的前导序列时, M_n 会出现峰值。在其它时间,由于噪声的非相关性, M_n 比较小。所以设定一个判决门限 Th_d ,当 $M_n > Th_d$ 时,利用第一点出现的峰值来判断数据分组的到来。在高斯白噪声的环境下,延迟相关算法可以较好地实现分组检测,但是在非高斯的电力噪声干扰下,由

于噪声的相关性,判决变量 M_n 由于受到信道中较大随机噪声的影响而超过预先设定的门限值,从而错误地判断有分组到来。图 4(a)为电力噪声模型的相关量,可以看出其在采样点 500 之内存在相关性。因此为了降低误判率,必须对经典分组检测算法进行改进。

在数值实现中,在数据分组来到前,输入 N_p 点噪声,所以数据分组的开始点是 N_p 。对接收信号进行离散化处理,因为 G3 的信号带宽为 35.9kHz~90.6kHz,所以采样频率为 400MHz。接收信号忽略信道的影响,只叠加噪声。图 4(b)为信号和噪声时域波形,由此两信号叠加构建接收信号,此时噪声功率略大于信号功率。红色信号开始点即为数据分组的起点,即 $N_p=1000$ 。

对背景噪声功率分别为 -10dB 和 -30dB 的接收信号,做延时相关,得到判决变量 M_n 如图 5(a)所示。从图中可以看出, $n_0 = -30\text{dB}$ 时, M_n 在 N_p 点有突变,此时运用延时相关算法可以很好地判决出分组起始点。但是当 $n_0 = -10\text{dB}$ 时, M_n 的值在数据分组到来时有上升,但是不明显。如何将 M_n 上升的趋势放大,更有利于数据分组的判决,是新算法要解决的问题。考虑到微分的方法可以将数据的变化趋势放大,所以对判决变量 M_n 的能量进行分段微分,分段的大小与接收信号滑动窗的大小相同。所以新的检测算法如式(6)所示,前 3 个公式用来计算 M_n ,后 3 个公式用来对 M_n 进行分段微分,分段的大小 $L=D$ 。其中, e_n 为 n 点左侧 L 个采样能量, f_n 为其右侧 L 个采样点能量,如图 5 所示,很显然当 n 正好为分组点时, p_n 值到达峰值。

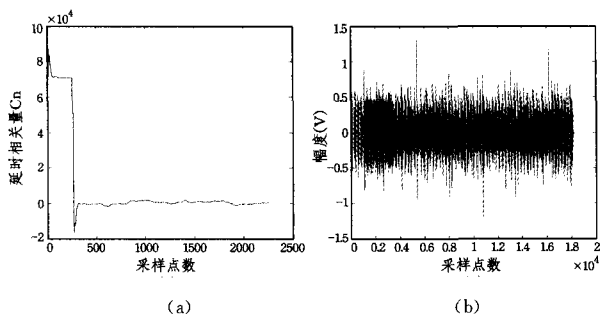


图 4 噪声信号的相关函数和信号与噪声时域叠加

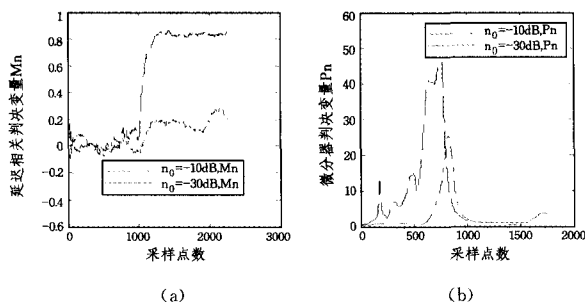


图 5 M_n 和 P_n

图 5(b)是 $n_0 = -30\text{dB}$ 和 $n_0 = -10\text{dB}$ 时得到的微分器判决变量 p_n ,因为延迟周期 $D=256$ 个样点,所以在 $K=744$ 样点左右,出现整个检测周期的峰值, $K+D$ 即为 N_p 数据分组点。比较图 5 中的(a)和(b)可以很明显的看出,经过对延迟相关判决变量 M_n 进行微分后,其上升的趋势被锐化了,所以通过检测 p_n 的峰值即可得到数据分组的起始点。

$$\begin{cases} C_n = \sum_{k=0}^{L-1} y_r(n-k)y^*(n-k-D) \\ P_n = \sum_{k=0}^{L-1} y_r(n-k-D)y^*(n-k-D) \\ M_n = \frac{|C_n|}{P_n} \\ e_n = \sum_{l=0}^{L-1} M_n(n-l)M_n^*(n-l) = \sum_{l=0}^{L-1} |M_n(n-l)|^2 \\ f_n = \sum_{l=0}^{L-1} M_n(n+l)M_n^*(n+l) = \sum_{l=0}^{L-1} |M_n(n+l)|^2 \\ P_n = \frac{e_n}{f_n} \end{cases} \quad (6)$$

4 算法评测

在 MATLAB 环境下,按照 G3-PLC 标准产生前导数据,并按照第二节所述电力噪声模型产生噪声信号,在分组起点 $N_p=1000$ 和 $n_0 = -10\text{dB}$ 至 $n_0 = -30\text{dB}$ 的噪声功率下,前导数据和噪声信号组合成为接收信号,共 100 个数据分组,分别评测经典算法和新算法的性能。图 6 是 $n_0 = -30\text{dB}$ 和 $n_0 = -10\text{dB}$ 条件下经典算法和新算法的分组检测起点,其中黑色实线为真实的数据分组起点,即 $N_p=1000$,实线为新算法所检测起点值,虚线为经典算法所检测起点值。从图中可以看出,在 -10dB 电力环境中,新算法的检测结果的最大检测值为 1257,最小检测值为 812;而经典算法的最大检测值为 1570,最小检测值为 317,均比新算法的检测结果距离真值远。所以与经典算法比较,新算法检测结果更加收敛于真实分组起点 N_p ,这是因为经典算法根据延迟相关的能量变化来检测分组的起点,并设置判决门限,所以在电力噪声比较低的情况下,其判决误差较大,结果较发散;而新算法对延迟相关判决变量 M_n 取微分,将其低电力噪声环境中的微弱上升趋势放大了,从而提高了算法的检测准确性。同时,从图中可知 -30dB 电力噪声功率下的检测结果比 -10dB 的收敛,这同样合理地说明了新算法对不同干扰环境的适应性。

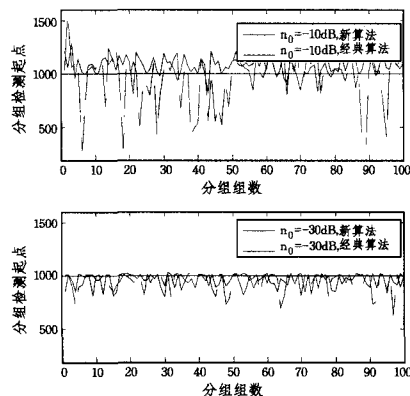


图 6 $n_0 = -10\text{dB}$ 和 -30dB 时两种算法检测起点比较

表 1 为两种电力噪声功率下对检测误差的分析^[10]。其均方误差^[10]的计算如下式:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\text{检测值} - \text{真值})^2} \quad (7)$$

在 -10dB 时,新算法的均方误差为 14.55,而经典算法为 43.34,经典算法比新算法高 3 倍多;在 -30dB 时,新算法的均方误差均方误差为 6.73,而经典算法的均方误差为 21.93,同样经典算法比新算法的均方误差也高 3 倍多;所以,在相同

(下转第 340 页)

Signcryption Scheme for Multiple Receivers[C]//Proceedings of the 4th International Conference on Autonomic and Trusted Computing, ATCZOO7, Lecture Notes in Computer Science 4610. HongKong, China, 2007: 13-21

[4] Ayan R-C, Baras J S, Hadjithediosious M, et al. Security Issues in Hybrid Networks with a Satellite Component [J]. IEEE Wireless Communications, 2005, 12(6): 50-61

[5] Yavuz A A, Alagozl F, Anarim E. A New Satellite Multicast Security Protocol Based on Elliptic Curve Signatures [C]//2nd Information and Communication Technologies, 2006 (ICTTA '06). 2006

[6] Yavuz A A, Alagozl F, Anarim E. NAMEPS: N-Tier Satellite Multicast Security Protocol Based on Signcryption Schemes [C]//Proceedings of the 49th Annual IEEE Global Telecommunications Conference (GlobeCom2006). San Francisco, California, USA, 2006: 1-6

[7] 杨德明, 慕德俊, 许钟. Ad hoc 空间网络密钥管理与认证方案 [J]. 通信学报, 2006, 27(8): 104-107

[8] 罗长远, 李伟, 李海林, 等. 分布式 CA 下空间网络认证密钥安全度量方法 [J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10): 2316-2320

[9] Victor P, Hubenko J, Raines R A, et al. Improving Satellite Multicast Security Scalability by Reducing Rekeying Requirements [J]. IEEE Network, 2007, 21(4): 51-56

[10] 王宇, 卢昱, 吴忠旺, 等. 构建多级多层的空间信息系统安全基础设施 [J]. 宇航学报, 2007, 28(5): 1081-1085

[11] Chen T-H, Lee W-B, ai H-B. A Self-Verification Authentication Mechanism for Mobile Satellite Communication Systems [J]. Computers and Electrical Engineering, 2009, 35(1): 41-48

[12] Chen Yi-ruei, Tygar J D, Tzeng W-G. Secure Group Key Management Using Uni-Directional Proxy Re-Encryption Schemes [C]//IEEE INFOCOM 2011: The 30th IEEE International Conference on Computer Communications, 2011

(上接第 312 页)

的电力噪声功率下,新算法的均方误差比经典算法小很多。这说明,新算法对数据分组起点的检测准确性比经典算法高。

表 1 新算法及经典算法检测误差

	$n_0 = -10\text{dB}$		$n_0 = -30\text{dB}$	
	新算法	经典算法	新算法	经典算法
最大检测值	1257	1570	1005	1014
最小检测值	812	317	807	613
均值	979	967	994	981
均方误差	14.55	43.34	6.73	21.93

图 7 为 n_0 为 $-30\text{dB} \sim -10\text{dB}$ 的条件下,两种算法 100 个数据分组的检测起点均值比较,在 -10dB 时,新算法的均值为 979,而经典算法为 967,经典算法比新算法的均值大;在 -30dB 时,新算法的均值均值为 994,而经典算法的为 981,同样经典算法比新算法的均值高。所以从图 7 中可以看出,多个数据分组检测起点求平均后,检测结果更逼近真实起点,并且新算法比经典算法更准确,在低信噪比环境中依然适用。

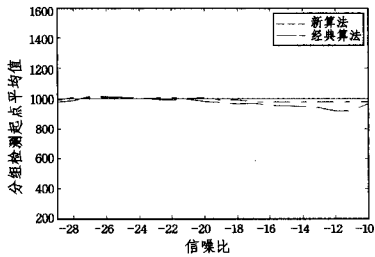


图 7 两种算法检测起点均值比较

结束语 发展智能电网要求高速的电力线通信技术, OFDM 技术作为一种高速、可靠的多载波通信技术,在智能电网中的地位日益重要。G3 标准 OFDM 技术因为具有 RO-BO 的通信模式及高的频带利用率,所以被选来研究下行分组检测算法。G3-PLC 协议帧具有 8 个 256 采样周期的完全相同前导,用来进行数据分组检测。经典的分组检测算法采用延时相关算法,对当前 D 个接收数据和延迟的 D 个接收数据做相关,因为之前假定的高斯白噪声的非相关性,在出现信号之前,接收信号的延时相关值很小,当两个滑动窗完全进入前导数据后,延时相关值出现突变,利用预先设定的门限即可

检测出数据分组的到来。但是在电力环境下,由于噪声具有非高斯性,这种变化不是很明显,检测结果具有较大的误差。通过对不同功率电力噪声条件下,延时相关值的比较,对经典算法进行改进,先将延时相关值利用微分器进行锐化处理,再利用设定的门限进行分组起点的检测。通过性能评测可知,新算法能够提高分组检测的准确度。

参 考 文 献

[1] Hoch M. Comparison of PLC G3 and PRIME [C]//IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications. May 2011: 165-169

[2] International Electrotechnical Commission. Distribution automation using distribution line carrier systems; SN EN 61334-6[S]. IEC, 2000

[3] Hooijen O G. A channel model for the residential power circuit used as a digital communications medium [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1998, 40(4): 331-336

[4] Mathias G, Rapp M, Dostert K. Power line channel characteristics and their effect on communication system design [J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 27(1): 78-86

[5] Zimmermann M, Dostert K. A multipath model for the power line channel [J]. IEEE Transactions on Communication, 2002, 50(4): 555-559

[6] Zimmermann M, Dostert K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2002, 44(1): 249-258

[7] Zhai Ming-yue. Measurements and channel characteristics of LV power line communications networks in China [C]//IEEE International Symposium on Power Line Communications and Its Applications, 2006: 212-216

[8] ERDF. PLC G3 Physical Layer Specification [OL]. http://www.erfdistribution.fr/medias/Linky/PLC_G3_Physical_Layer_Specification.pdf

[9] 胡景明, 郭道省, 王辉. 高阶调制 APSK 信号载波同步算法 [J]. 计算机科学, 2013, 40(6A): 239-242

[10] 张进, 赵文栋, 彭来献, 等. 相对误差受限的数据流流量测量算法 [J]. 计算机科学, 2013, 40(6): 80-83