

10 kV 中压电力线信道传输特性测量与研究(一) ——信道传输的一般特性

杨晓宪, 郑 涛, 张保会, 李常信, 童礼系
(西安交通大学 电气工程学院, 陕西 西安 710049)

摘要: 在 2 座典型变电站 10 kV 电力网络中, 采用环网线路测量信道的频率响应, 采用信号发送/接收的方式测量信道的路径损失。根据测量结果, 结合传输线的基本模型, 对信道的传输特性作了初步研究, 频率范围 40 kHz~1.5 MHz。研究表明, 在无分支线的情况下, 信道的功率衰减为 10~20 dB/km。信道是时间色散的; 在频域, 幅频响应呈频率选择性衰落, 相频响应基本上为线性相位; 在时域, 信道的冲激响应表现出时延扩展。rms 时延扩展和相干带宽均与具体的信道结构有关, 大致在数十微秒和数十千赫兹数量级。信道的窄带衰落服从 Nakagami- m 分布, 在信息传输速率达到 Kbit/s 及以上时, 信道可以视为时不变信道。

关键词: 电力线通信; 传输特性; 载波信号

中图分类号: TN 915.853

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)11-0001-07

0 引言

电力线信道的传输特性是影响电力线通信可靠性的关键因素。以往对于 10 kV 信道传输特性的研究主要集中在低频窄带范围^[1-8]。随着电力系统信息需求的增加, 它已经不能满足远方自动抄表(AMR)、分布式管理系统(DMS)等对数据传输速率和信息交换的需求, 有必要在较高的频率和带宽范围内进行研究。10 kV 电力线信道是一种典型的总线结构, 信道中各分支线反射所造成的多径传输效应, 电网用户负荷的变化, 以及网络上的母线设备、其他的运行馈线和配电变压器的存在引起的分流衰耗等, 诸多因素均可对信道的传输特性产生影响, 使得电力线信道的研究较为复杂。

电力线信道的研究一般采用 2 种方法: 自下而上的物理分析方法或自上而下的统计分析方法^[9-10]。前者是在离线状态下逐个分析电网基本元件例如线路、配电变压器的传输特性, 然后再将它们按照一定的拓扑组合, 得到整个网络的传输特性。这种方法的物理意义较为清晰, 但由于离线状态与实际电网的运行环境存在着差别, 有些元件例如配电变压器铁芯的磁感应强度在离线和带电时相差甚远, 离线研究得到的特性直接应用于实际运行网络时可能会导致相当大的误差。后者则是测量不同运行电网的信道参数, 从中获得统计结果, 并结合合理的物理过程, 研究信道特性。这种方法既可能发现一些未知的信道特征, 又可以验证离线研究的结果, 使得最终建立的信道模型较为符合实际的电网环境。但由于运行电网

需要保证用户的正常用电, 不可能任意改变拓扑结构, 在研究各个元件单独对于信道的影响时较为困难。本文采用后一种方法, 即通过测量不同运行电网的传输参数, 结合信道传输的物理性质, 探索 10 kV 电力网络信道传输的基本规律。

将研究分为 2 部分: 本文主要涉及电力线信道传输的一般特性, 信道的频率色散即时变性和时间选择性衰落, 时间色散即时延扩展和频率选择性衰落等; 后续文章主要研究信道传输的路径损失, 特别是电网中的各个元件例如分支线、配电变压器、母线设备等对路径损失的影响。

1 传输特性的测量环境和方法

1.1 测量环境、设备和仪器

为了使测量结果具有一定的代表性, 选择 2 座具有典型意义的 110 kV/35 kV/10 kV 变电站 10 kV 供电网络的 5 回馈线, 它们可以单独开环运行, 也可以组成 4 个环网馈路。2 座变电站均位于宁夏回族自治区石嘴山市, 属宁夏电力公司石嘴山供电局管辖。一座是河滨变电站, 10 kV 供电系统主要为工业负荷; 一座是陶乐变电站, 10 kV 供电系统主要为市政和民用负荷。变电站的 10 kV 馈线除了很小部分的电缆引出线外, 主要为架空线结构, 导线布置基本上是三相对称排列。2 座变电站的主要设备配置和运行参数见文献[11]。

测量采用多节 K 式高通滤波器作为耦合器, 其下限截止频率 40 kHz, 电路原理及性能见文献[11]。使用仪器分别为: Agilent 4395A network/spectrum/impedance 矢量网络分析功能(NA), 工作频率 10 Hz~500 MHz, 最大输出电平 +16 dBm; Tektronix 2021 型

任意波形发生器(AWG),工作频率 0~200 MHz,最大输出电平+18 dBm;以及 Agilent 4395A 的频谱分析功能(SA)。上述仪器的端口阻抗均为 50 Ω 。

1.2 测量方法

采用 2 种方案测量信道的传输特性。一种在如图 1 所示(■表示开关“合”,□表示开关“分”)的电力环网馈线上进行,利用矢量网络分析仪测量信道的 S_{21} 参数,简称 NA 法。信道的 S_{21} 参数与传输函数 $H(f)$ 间存在 $S_{21} \propto H(f)$ ^[12]。文献[13]已经证明,频域的传输函数与时域的冲激响应是等效的。另一种在如图 2 所示的辐射状馈线上进行,采用任意波形发生器作为信号源(TX),频谱分析仪作为接收机(RX),测量信道的传输路径损失,简称 AWG/SA 法。

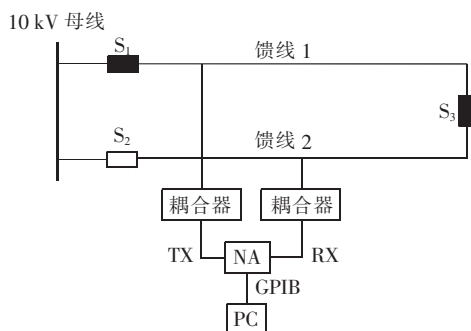


图 1 信道传输函数测量原理图(NA 法)

Fig.1 Measurement of channel transfer function(NA)

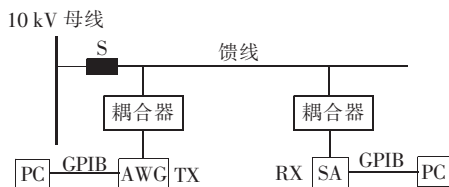


图 2 信道路径损失测量原理图(AWG/SA 法)

Fig.2 Measurement of channel path loss(AWG/SA)

理论上,信道的传输路径损失 P_L 可以直接从传输函数的幅频响应获得: $P_L = |H(f)|$ 。然而,完整的信道传输函数的测量需要信号的初始相位。在低压电力线信道或无线信道测量时,一般是通过设置辅助导线的方法实现的。10 kV 电力线信道的地理长度一般均在数千米以上,设置辅助导线显然是不现实的。本文采用文献[12]提出的利用环网馈线的方法可以解决长信道传输函数的测量问题,但是要受到环网条件的限制。在考察多种因素对信道路径损失的影响时,如后续文章所述,需要在不同的电网结构下进行,确定的环网结构很难满足要求。另一方面,一般情况下,信道可以认为是广义平稳不相关散射(WSSUS)环境,它的幅频响应和相频响应是不相关的^[14]。在收发信机的研制中也是采用不同的技术处理方案,例如幅值均衡和相位均衡等。因此,可以采用 AWG/SA 模式单独测量幅频响应,这种模式较之 NA 法更为灵活,便于适应各种电网结构。这也是采用 2 种方案进行信道特性研究的原因。

由于信道测量在电力线路带电状态下进行,如

图 1、2 所示,必须采用相应的耦合设备和辅助引线将测量仪器接入被测网络。这些辅助设备对测量结果的影响应当予以修正。对于 S_{21} 参数的修正,采用平移网络分析仪校准(测量)参考面的方法^[12];路径损失测量时耦合器的固有衰耗则可以在测得的结果中将其剔除。另一方面,经上述修正后的 S_{21} 或路径损失实际上是信道的工作衰耗,它包括了 TX 和 RX 端耦合设备处的端口阻抗与该处看进去的信道输入阻抗间的阻抗失配引起的失配衰耗。根据测量,在很大范围内,信道的输入阻抗是频率相关的,变化范围可达数百欧姆数量级^[15],相应的失配衰耗可能很大,在研究信道本身的 $|H(f)|$ 或路径损失时必须予以考虑。同时,在计及失配衰耗时,还应注意信道到时变性的。所幸的是,无论是电力线的输入阻抗还是下面将要介绍的传输特性的测量结果,它们的时变性都是很弱的,或者说具有相当长的相干时间,这表明可以在时不变的前提下讨论失配衰耗问题。文献[16]给出了一种计算失配衰耗的方法。

2 信道传输的一般规律

从传输线的基本方程出发研究电力线信道传输的一般规律。对于如图 3 所示的平行双导体传输线结构,当传输信号的波长远大于导体间的最大距离时,它的传输主模为 TEM 波或准 TEM 波。对于 TEM 波,表征电磁波传播的 Helmholtz 方程具有以下形式:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - L_0 C_0 \frac{\partial}{\partial t} \right) U(z, t) &= 0 \\ \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - L_0 C_0 \frac{\partial}{\partial t} \right) I(z, t) &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

式中 L_0 、 C_0 为单位长度电感和电容; $U(z, t)$ 、 $I(z, t)$ 为传输线上 z 点的电压和电流。

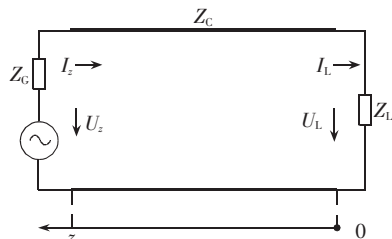


图 3 双导体均匀传输线模型

Fig.3 Two-conductor uniform transmission line model

当电磁场为时谐场,并考虑传输线是有损线,计及电阻 R_0 及电导 G_0 时,给定边界条件例如 $z=0$ 处的终端负载 Z_L ,可得式(1)的特解为

$$\begin{aligned} U(z) &= U_L \cosh \gamma z + Z_C I_L \sinh \gamma z \\ I(z) &= \frac{U_L}{Z_C} \sinh \gamma z + I_L \cosh \gamma z \end{aligned} \quad (2)$$

这是熟知的传输线方程,其中 U_L 、 I_L 为终端 $z=0$ 处的电压和电流; $Z_C = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)/(G_0 + j\omega C_0)}$ 为特性阻抗; $\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta$ 为传播常数, $\omega = 2\pi f$ 。

影响信号传输的主要是传输线的低通衰减特性和由于阻抗失配引起的振荡特性。低通衰减特性由衰减因子 α 表征,它既表征单位长度信号衰减的程度,又是频率相关的: $\alpha = \alpha(f)$,且通常是信号频率的增函数,因此也表现出一种低通性质。振荡周期则由信号频率和空间距离所决定:当频率 f 固定时,空间振荡周期为 $\lambda/2$;当位置 z 固定时,频率振荡周期为 $1/(4zk)$ 。

实际的电力线通常是由导体数大于 2 的多导线构成,各导线间存在着相互耦合效应。因此,不能直接用平行双线系统描述。一种常用的处理方法是采用式(3)的模式变换,以消除导体间的相互耦合。

$$[U] = [S][U_{(k)}], [I] = [Q][I_{(k)}] \quad (3)$$

式中 $[U]$ 、 $[I]$ 为各导体的电压、电流相量; $[U_{(k)}]$ 、 $[I_{(k)}]$ 为各模的电压、电流模量; $[S]$ 为相模电压变换矩阵,它是 $[Z_0 Y_0]$ 的特征向量阵,可由系统的特征值阵 $[\gamma_{(k)}^2]$ 求得; $[Q]$ 为相模电流变换矩阵,它是 $[Y_0 Z_0]$ 的特征向量阵,也可由系统的特征值阵 $[\gamma_{(k)}^2]$ 求得; Z_0 、 Y_0 为系统的阻抗阵和导纳阵, $\gamma_{(k)}$ 为各模分量的传播常数。

经模式变换解耦后的各模分量仍然遵循传输线方程,即

$$\frac{d^2[U_{(k)}]}{dz^2} = [\gamma_{(k)}^2][U_{(k)}] \quad (4)$$

$$\frac{d^2[I_{(k)}]}{dz^2} = [\gamma_{(k)}^2][I_{(k)}]$$

上式表明,实际电力线信道的基本特征如低通衰减和振荡等,仍可用传输线描述,但由于多导体间的相互耦合,其基本特征的规律不如双导体平行线直观。

图 4 是采用 AWG/SA 方法测得的河滨变电站一回馈线的传输特性。馈线长 3.22 km,中间未接任何分支线路;耦合方式为相地耦合;AWG 的发送电平设定为 +16 dBm,频率范围 40 kHz~1.5 MHz, $\Delta f = 10$ kHz。从图中可明显看出信道的幅频响应随频率增加而呈现衰减振荡特性。衰减表明信道的低通特性,振荡表明终端阻抗失配和多径传输引起的频率选择性。这表明,尽管 10 kV 电力线信道实际存在多种传输模式,它的基本特征如衰减性、振荡性、频率相关性等仍可用传输线模型予以物理上的解释。

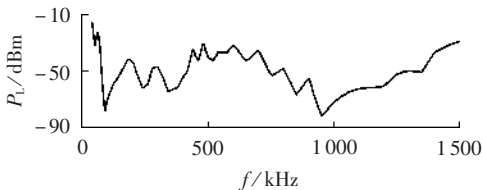


图 4 10 kV 馈线信道的传输特性 $|H(f)|^2$
Fig.4 Transmission property $|H(f)|^2$
of a 10 kV feeder channel

着重指出的是,图 4 表明,在所测量的频段,10 kV 电力线信道的功率衰减大致为 10~20 dB/km,这一结果远大于 110 kV 及以上的高压输电线路信道^[17]。

与 10 kV 电力线信道开放的总线结构不同,一般而言,110 kV 及以上的高压输电线路均采用终端加装线路阻波器的方式组织通信信道,它是一种封闭结构。2 类信道的物理结构(杆塔类型、线间距离、对地距离等)和网络结构的不同导致了信道传输特性的极大差别。信道的衰减特性是决定通信覆盖能力的主要因素,后续文章将重点讨论这一问题。

根据传输线模型揭示的物理性质,可将电力线信道等效为如图 5 所示的带有加性噪声的线性时变复低通滤波器^[12],滤波器的特性在时域中用冲激响应函数 $h(\tau, t, l)$ 描述;在频域中用传输函数 $H(f, t, l)$ 描述,它们是一对傅里叶变换对。表征信道特性的参数主要是时间色散性和频率色散性。前者在时域表现为信道的时延扩展,在频域表现为相干带宽或频率选择性衰落;后者在频域表现为信道的 Doppler 频移扩展,在时域则是相干时间或时间选择性衰落。

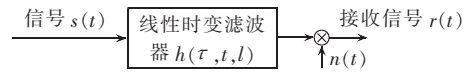


图 5 带有加性噪声的线性滤波器信道模型
Fig.5 Channel model of linear time
-variant filter with additive noise

3 信道的时变性

信道的时变性表征信道随时间的变化。在一般时变信道例如无线信道的研究中,信道的时变性是由于收发信机间的相互运动或收发信机间存在着运动的物体产生的 Doppler 频移效应引起的^[18]。在电力线通信中,信道环境和收发信机都是相对静止的,不存在由于运动而产生的 Doppler 频移。然而,信道的等效电参数如电阻、电容、电感等则可能由于用户负荷的变化而变化,引起信道的时变。因此,研究信道的时变特性是必要的。从信道测量的角度,时变性研究可为其他测量提供一个时间变化程度的参考,以便后者尽可能在相干时间内完成,保证测量的准确性。

3.1 窄带衰落

窄带衰落表征信道随时间的统计分布,是对观测时间内信道参数变化动态范围的量度,在通信链路的冗余设计中起重要作用。通常用连续波(CW)信号研究信道的窄带衰落^[19-20]。对于任意信道,CW 信号是平坦性衰落,不存在频率选择性。在河滨变电站的一回馈线上进行窄带衰落测量,馈线长 3.22 km,中间未接任何分支线路。测量采用图 2 接线,分别测量相相耦合和相地耦合 2 种模式。CW 频率取为 80 kHz、480 kHz、800 kHz、1 300 kHz。考虑到信道时变只可能由工频负荷的变化引起,如前所述,将测量的时间分辨率 Δt 定在秒级,实际测量时 Δt 平均为 3.43 s。

首先考察窄带衰落的衰落深度。图 6、7 为 CW 取为 1 300 kHz 时衰落随时间的变化曲线,图 6 是相地耦合,测量时间 16:50~17:20;图 7 是相相耦合,测量时间 22:20~23:20。从图中可以看出,相地耦合的衰落深度大致为 7 dB,极少部分可达到 10 dB 的

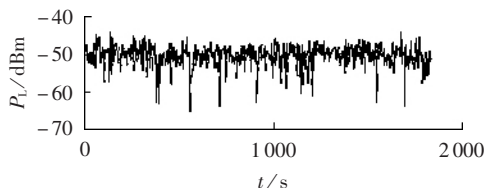


图 6 窄带衰落深度(相相耦合)
Fig.6 Narrowband fading depth
(phase to ground coupling)

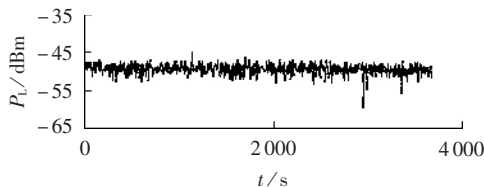


图 7 窄带衰落深度(相相耦合)
Fig.7 Narrowband fading depth
(phase to phase coupling)

数量级;相相耦合则更小一些,约为 3 dB,且几乎没有深衰落点。注意到相地耦合测量时对应的是工频重负荷时间段,相相耦合对应的是轻负荷时间段。因此,除了耦合模式的不同以外,上述衰落深度的差别还应该与工频负荷的变化有关。

下面考察衰落的统计特性。现场测得累积概率分布(CPD)与常用的统计分布,例如 Rayleigh、Rice、Nakagami- m 分布的比较如图 8~10 所示(图 8 中,1 为 Measured CDF,2 为 Nakagami,3 为 Rayleigh,4 为 Gaussian;图 8~10 P_{normal} 为归一化值, P_r 为小于 P_{normal} 的概率)。从图中可以看出,信道的窄带衰落服从 Nakagami- m 分布。由于 10 kV 电力线信道是典型的总线结构,接收机接收到的信号来自不同的传输路径,包括直接传输信号和各分支以及变电站终端产生的反射信号。这些信号以不同的幅值和相位到达接收机,传输路径的时变导致了接收信号的时变,这与 Nakagami- m 分布假定信号的幅值和相位都是随机

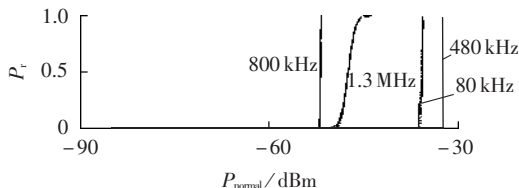


图 10 不同频率的 CPD 与 Nakagami- m 分布的比较(相相耦合)

Fig.10 Comparison between the empirical CPD and Nakagami- m distribution
(phase to phase coupling)

分布的前提是相符的^[21]。另外,图 8~10 的 CPD 曲线的斜率很大,表明实际的概率密度函数的离散性很小,也即窄带衰落的时变性很弱。

3.2 衰落速率

信道的衰落速率表征信道随时间变化的快慢^[22],它也是一种统计参数,描述信道的频率色散或时间选择性,常用相干时间量度。根据信号的传输速率的倒数相对于相干时间的大小,分为快衰落和慢衰落 2 种类型。当传输速率的倒数大于相干时间时,称之为快衰落;当传输速率的倒数小于相干时间时,则称之为慢衰落。对于不同的衰落类型,可以采用不同的通信方案。事实上,相干时间的倒数提供了一种信号传输速率的下限,当通信信息以高于该下限的速率传输时,信道可以视为是慢衰落或时不变的。

可测量窄带 CW 信号在频域的 Doppler 频移考察信道的相干时间,Doppler 频移越宽,相干时间越短;反之则越长^[23]。也可测量宽带信号在给定时间段内的变化情况,考察整个信号频域的相干时间。采用 CW 测量时,由于 10 kV 电力线信道噪声较大,接收端对 Doppler 频谱的分离较困难,本文采用后一种方法。

在 2 座变电站各一回环网馈线上测量了宽带信号在给定时间段内的变化情况,包括幅频响应和相频响应。测量接线如图 1 所示,网络分析仪的输出电平设定为 +13 dBm,测量频率范围:40 kHz~1 MHz。 $\Delta t = 8.9$ s。耦合方式均为相相耦合。陶乐变环网馈线全长 3.86 km,接有 19 台配电变压器,总容量 5 190 kV·A,测量选在负荷较重的 14:30~16:30 间进行;河滨变环网馈线全长 6.49 km,接有 24 台配电变压器,总容量 6 085 kV·A,测量在轻重负荷过渡的 18:00~20:00 间进行。测量所得数据采用方差进行统计处理:方差越大,变化越剧烈,反之则越平缓。图 11、12 是具体结果(1 为陶乐变,2 为河滨变; D_1 为幅频响应标准差, D_2 为相频响应标准差),其中陶乐变的幅频响应方差小于河滨变,相频响应方差则略大于河滨变。由于 2 个网络接有不同的工频负荷,测量也是在不同的时间段进行的,上述差别应该与各自网络的工频负荷有关。然而,就反映信道的变化程度而言,这些值是比较小的^[15]。这表明在给定的 Δt 内,信道可以看作是准时不变的。从图 11、12 中还可以看出,2 座变电站每一回馈线的幅频响应和相频响应的方差均不相同,这也从一方面说明,信道的幅频响应和相频响应确实是不相关的,因而对于 10 kV 电力线

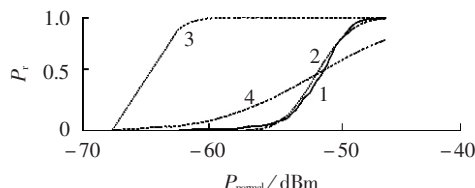


图 8 1 300 kHz 时 CPD 与理论分布的比较(相地耦合)

Fig.8 Comparison of the distribution at 1300 kHz(phase to ground coupling)

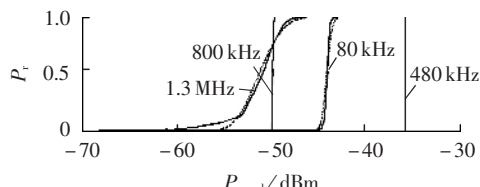


图 9 不同频率的 CPD 与 Nakagami- m 分布的比较(相地耦合)

Fig.9 Comparison between the empirical CPD and Nakagami- m distribution
(phase to ground coupling)

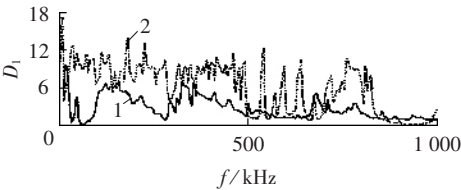


图 11 幅频响应的方差

Fig.11 Variance of the amplitude response

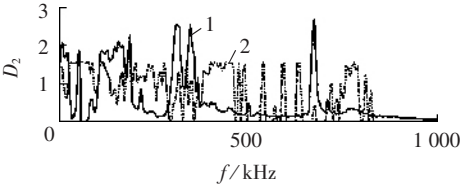


图 12 相频响应的方差

Fig.12 Variance of the phase response

信道采用 WSSUS 假设是适宜的。

综上所述,10 kV 电力线信道传输特性的时变性很弱。如上所述,信道的传输特性包含端口阻抗间的匹配效应,也即包含信道输入阻抗的时变效应。这样,如果不计及信道噪声,10 kV 电力线信道可视为准时不变信道(事实上,对于信道输入阻抗的单独测量也说明其是准时不变的^[15])。这将大幅降低信道研究的复杂性。另一方面,本文主要关注的是工频负荷对信道时变性的影响,研究的时间间隔取为秒级,与此对应的信息传输速率是 bit/s。当将其提高到 Kbit/s 甚至更高时,信道的时变性影响将进一步降低。

当需要考虑信道的时变性,例如在通信链路的冗余设计时,窄带衰落是随时间变化的随机过程,满足 Nakagami-*m* 分布,其中的 *m* 参数可根据实际信道的测量结果得之。

4 信道的频率响应和时延扩展

采用矢量网络分析仪测量信道的传输函数即频率响应,包括幅频响应和相频响应。同时,通过加窗逆傅里叶变换将频域结果转换到时域,研究信道的冲激响应即时间色散或时延扩展。测量是在环网馈线上进行的,接线如图 1 所示,具体的测量和校准方法如 1.2 节所述。另外,对测量端口阻抗失配引起的失配损耗也进行了修正。

4.1 信道的频率响应和频率选择性衰落

分别在 2 座变电站的各一回环网馈线进行了信道频率响应的测量,馈线参数和网络分析仪的设置与 3.2 节的情形相同。测量得到的两回馈线的频率响应特性是类似的。图 13、14 是其中陶乐变馈线的幅频响应和相频响应曲线。

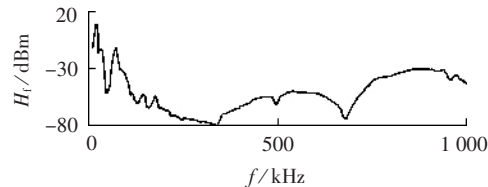


图 13 信道的幅频响应

Fig.13 Amplitude response

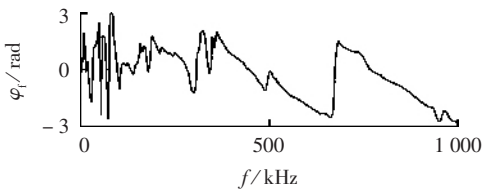


图 14 信道的相频响应

Fig.14 Phase response

图 13、14 表明,10 kV 电力线信道的幅频响应存在明显的频率选择性衰落,符合多径传输信道的一般特点。信道的相频响应除了一些跃变点外,基本上呈线性相位。相频响应的跃变点与幅频响应的深衰落点是对应的(例如,图 13、14 中的 340 kHz、495 kHz、680 kHz 等)。信道的线性相位特性表明在通信中可采用较简单的相位均衡技术,有利于简化通信收发信机的结构。由于信道的频率响应 $\{H(f_i)\}$ 可以看作是 关于频率 *f* 的随机过程^[22,24],因此,可以用它的自相关函数 *R(k)* 表征信道的相干带宽。在给定的门限值下,自相关函数大于门限值的频率宽度之和就是信道的相干带宽。自相关函数 *R(k)* 定义为

$$R(k)=E\{H^*(f_i)H(f_{i+k})\}=$$
$$\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N-k}H^*(f_i)H(f_{i+k})\quad k\geq 0\tag{5}$$

式中 *N* 是采样频率 *f_i* 的总数。

相干带宽是一种频率非选择性带宽。在相干带宽中,信道的幅频响应是平坦的,相频响应是线性相位。相干带宽越宽,频率选择性越弱,反之则越强。表 1 给出了上述两回环网馈线在不同门限值时的相干带宽,它们均是 2 h 测量数据的平均值。可以看到,同一门限值下,两回馈线具有不同的相干带宽,即频率选择性。陶乐变馈线的频率选择性较弱,即使在门限值为 1 dB 时,也能保证 10 kHz 的相干带宽,当门限值取为 3/6 dB 时,则可达到 25/40 kHz。河滨变馈线的频率选择性则强得多,门限值取至 5 dB 时,才出现 5 kHz 的相干带宽。由于网络分析仪记录的频率采样点数为 201,1 MHz 测量带宽时的频率分辨率 $\Delta f=1\text{ MHz}/200=5\text{ kHz}$,使得在相干带宽的计算时,分辨率略显偏低。然而,对于考察相干带宽的数量级而言,这一分辨率还是可接受的。

表 1 不同环网馈线的相干带宽

Tab.1 Coherence bandwidth for different loop wires

门限值/dB	河滨变相干带宽/kHz	陶乐变相干带宽/kHz
1	—	10
2	—	20
3	—	25
4	—	30
5	5	40
6	5	40
10	15	60

信道的相干带宽决定着数据通信速率。不同的馈线具有不同的相干带宽的结果表明,存在着获得较大的相干带宽的可能。从 3.2 节所述上述两回馈线

的长度和配电变压器的总数看,陶乐变馈线的结构较为简单,信道的长度也只有河滨变的 2/3。可以认为,这是陶乐变馈线相干带宽较大的原因。因此,可以在电力线通信链路的组织中,适当地采用相互中继的方法简化每对通信节点间的信道结构,以获得较大的相干带宽,同时又可保证最终节点的可靠通信。然而,这将增加技术的复杂程度和额外的时间开销,因此需要综合权衡。

4.2 信道的冲激响应和时延扩展

对信道的频率响应进行逆傅里叶变换(IDFT),可以得到相应的时域冲激响应。图 15(a)是河滨变环网馈线在频域采用矩形窗时的冲激响应。根据时频域的对偶关系,与频域带宽 1 MHz 对应的时间分辨率是 1 μs;与频域分辨率 Δf = 5 kHz 对应的时域间隔为 200 μs。

与时域离散傅里叶变换(DFT)时采用不同窗口可能产生不同的频谱泄漏效应类似,IDFT 时频域的不同窗口也可能导致时域不同的冲激响应,这种差别主要是由于不同窗口的旁瓣所引起的。矩形窗的主瓣最窄,分辨率最高;但旁瓣最大,泄漏最严重,转换精度最低。Blackman 窗的主瓣最宽,分辨率最低;但几乎没有旁瓣,即泄漏最小,转换精度最高。Hamming 窗的主瓣宽度大于矩形窗但小于 Blackman 窗,因而分辨率和转换精度介于两者之间。图 15(b)(c)分别给出了采用 Hamming 窗和 Blackman 窗的计算结果。很明显,它们较矩形窗有较大的改善。

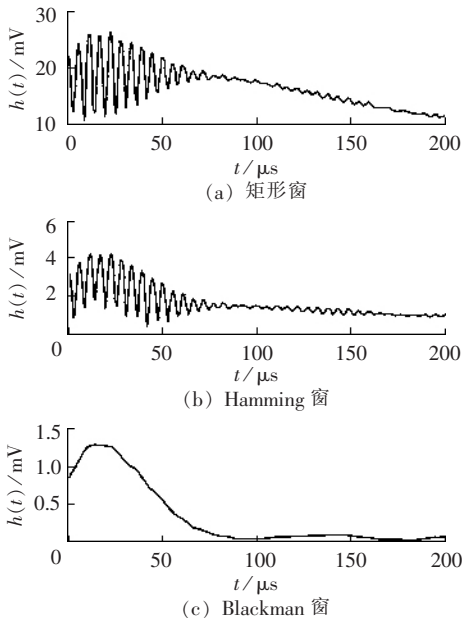


图 15 不同窗口时的冲激响应

Fig.15 Impulse responses by adding different windows

在时域,完整的信道特性用冲激响应表征。另一方面,也可以用信道的 rms 时延扩展作为对时域色散的量度^[27],它是一个二阶统计参数,可以表征信道码间干扰(ISI)的水平。rms 时延扩展的定义为

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2}$$
$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k \tau_k |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2}$$
$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 |h(\tau_k)|^2}{\sum_k |h(\tau_k)|^2}$$

(6)

式中 τ_k 是第 k 个时延长度; $h(\tau_k)$ 是与 τ_k 对应的冲激响应值。

基于式(6),计算了上述两回馈线的 rms 时延扩展。计算采用不同的窗函数,具体结果如表 2 所示。可以看到,不同的 rms 时延扩展是与不同窗函数的泄漏效应相一致的。泄漏效应越大,rms 时延扩展越大。对于矩形窗,在不采用均衡技术的情况下,为了不出现 ISI,信道的通信速率应控制在数十千赫兹数量级。

表 2 不同窗函数时的时延扩展

Tab.2 The rms delay spread with different windows

窗函数	陶乐变 rms/μs	河滨变 rms/μs
矩形窗	33.25	43.85
Hamming 窗	24.68	34.81
Blackman 窗	21.12	26.95

5 结论

a. 10 kV 电力线信道呈典型的多径传输特征。信道的频率响应是振荡衰减的。在 TX/RX 间无分支线路、配电变压器等设备的情况下,在数十千赫兹至 1 MHz 的频率范围内,相地耦合时,每千米的衰减功率为 10~20 dB。信道的相频响应基本上呈线性相位。

b. 信道的窄带衰落服从 Nakagami- m 分布,衰落深度为 3~10 dB。总体上,信道的时变性较弱,当通信速率达到 Kbit/s 数量级及以上时,可以作为时不变信道处理。

c. 信道是时间色散的,信道的 rms 时延扩展和相干带宽均与具体的网络结构有关。本文所研究的信道中,大致是数十微秒和数十千赫兹数量级。

参考文献:

[1] HEMMINGER R C,NEAL Jr J B O. Signal propagation on single phase power distribution line at power line carrier frequencies [J]. IEEE Trans on Power Delivery,1987,2(1):28-35.

[2] AMOURA F K,NEAL Jr J B O. Analysis of distribution line carrier propagation using the bus impedance matrix [J]. IEEE Trans on Power Delivery,1987,2(4):976-984.

[3] SUH J D,HARD M E,ARDAIAN S,et al. Measurements of communication signal propagation on three phase power distribution lines[J]. IEEE Trans on Power Delivery,1991,6(3): 945-951.

[4] HARDY M E,ARDALAN S,NEAL Jr J B O,et al. A model for communication on three phase power distribution lines[J]. IEEE Trans on Power Delivery,1991,6(3):966-972.

[5] NUNN C,SULLIVAR K. From theory to practice;the development and implementation of powernet[®]—an advanced power line carrier system for AMR,DSM,& non-utility Applications[C]//IEE CIRED97. Birmingham,UK:IEE,1997:1-5.

[6] OSTERTAG M,IMBODEN C. High data rate,medium voltage power line communications for hybrid DA/DSM[C]//Transmission and

- Distribution Conference.[S.l.]:IEEE,1999:240-245.
- [7] PARK B,LIM Y,LEE T,et al. Adoption of MV PLC system using DCSK modulation[C]//Proceedings of the 2004 International Symposium on Power Line Communication and Its Applications. Zaragoza,Spain:[s.n.],2004:200-205.
- [8] LEE Jae-jo,CHOI Seung-ji,OH Hui-myung,et al. Measurements of the communication environment in medium voltage power distribution lines for wide-band power line communications[C]//Proceedings of the 2004 International Symposium on Power Line Communication and Its Applications. Zaragoza,Spain:[s.n.],2004:69-73.
- [9] ZIMMERMANN M,DOSTERT K. A multipath model for the power line channel[J]. IEEE Trans Commun,2002,50(4):553-559.
- [10] MENG H,CHEN S,GUAN Y L,et al. Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel[J]. IEEE Trans on Power Delivery,2004,19(3):1057-1064.
- [11] YANG Xiao-xian,ZHENG Tao,ZHANG Bao-hui. Measurement and research of channel noise distributed characterization in low voltage networks[C]//Proceedings 2005 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition - Asia and Pacific. Dalian,China:[s.n.],2005:1-7.
- [12] OH Hui-myung,LEE Jae-jo,KIM Kwan-ho,et al. Wideband channel impulse response measurement method using PN sequences for the medium voltage power distribution line channel[C]//Proceedings of the 2004 International Symposium on Power Line Communication and Its Applications. Zaragoza, Spain:University of Zaragoza,2004:74-78.
- [13] THOLL D,FATTOUCHE M,BULTITUDE R J C,et al. A comparison of two radio propagation channel impulse response determination techniques[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation,1993,41(4):515-517.
- [14] JERUCHIM M C,BALABAN P,SAMSHANMUGAN K. Simulation of communication system—modeling,methodology,techniques[M]. New York,America:Kluwer Academic Plenum Publishers,2000.
- [15] ZHANG Tao,YANG Xiao-xian,ZHANG Bao-hui. Study of 1 M-30 MHz impedance characterization in the low voltage networks [C]//Eighteenth International Conference and Exhibition on Electricity Distribution. CIRED 2005,Technical Reports-Session 1: Network Components. Italy:[s.n.],2005:547-551.
- [16] ZHENG Tao,YANG Xiao-xian,ZHANG Bao-hui. Influence and modification of coupling device on low voltage power network channel characterization measurement[C]//IEEE/PES. Dalian, China:[s.n.],2005:1-5.
- [17] SULJANOVIĆ N,MUJČIĆ A. High-frequency characteristics of high-voltage power line[C]//Proceedings of the IEEE EUROCON 2003 L S. Croatia;IEEE,2003:310-314.
- [18] RAPPAPORT T S. Wireless communications principles and practice[M]. 2nd edition. NJ,America:Prentice-Hall,Inc.,2002.
- [19] HASHEMI H,MCGUIRE M,VLAASSCHAERT T,et al. Measurements and modeling of temporal variations of the indoor radio propagation channel[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology,1994,43(3):733-737.
- [20] ABOURADDY A F,ELNOUBI S M. Statistical modeling of the indoor radio channel at 10GHz through propagation measurements. Part I:narrow-band measurements and modeling[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology,2000,49(5):1491-1507.
- [21] PAPOULIS A,PILLAI S U. Probability,random variables and stochastic processes[M]. New York,America:McGraw-Hill,2002.
- [22] DURGIN G D. Space-time wireless channels[M]. Edinburgh, UK:Pearson Education,Inc,2003.
- [23] PROAKIS J G,SALEHI M. Communications system engineering[M]. 2nd edition. NJ,America:Prentice Hall,2002.
- [24] HOWARD S J,PAHLAVAN K. Autoregressive modeling of wide-band indoor radio propagation[J]. IEEE Trans on Communications,1992,40(9):1540-1552.
- [25] HOWARD S J,PAHLAVAN K. Measurement and analysis of the indoor radio channel in the frequency domain[J]. IEEE Trans on Instrumentation and Measurement,1990,39(5):751-755.
- [26] HASHEMI H,THOLL D. Statistical modeling and simulation of the RMS delay spread of indoor radio propagation channels[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology,1994,43(1):110-120.
- [27] ANASTASIADOU D,ANTONAKOPOULOS T. Multipath characterization of indoor power-line networks [J]. IEEE Trans on Power Delivery,2005,20(1):90-99.

(责任编辑:李玲)

作者简介:

杨晓宪(1954-),男,江苏金湖人,博士研究生,主要从事电力线通信研究;

郑涛(1977-),男,河北大名,博士研究生,主要从事电力线通信研究(E-mail:zta_none@sohu.com);

张保会(1953-),男,河北魏县人,教授,博士研究生导师,主要研究领域为电力系统继电保护、暂态和稳定、电力线通信。

Measurement and research of channel transmission properties on 10 kV medium voltage power lines Part 1: General properties

YANG Xiao-xian,ZHENG Tao,ZHANG Bao-hui,LI Chang-xin,TONG Li-xi
(School of Electrical Engineering,Xi'an Jiaotong University,Xi'an 710049,China)

Abstract: In two typical 10 kV power networks,the frequency response is measured on loop wires and the path loss is obtained by employing the transmitting/receiving mode. Based on the empirical data,transmission properties of the channel are investigated using the transmission line model. The frequency range is over 40 kHz ~ 1.5 MHz. Results show that the power attenuation through the channel is about 10 ~ 20 dB/km when the channel does not have a branch. The channel is time dispersed. In the frequency domain,the amplitude response is frequency selective while the phase response is linear. In the time domain,the impulse response shows a delay spread. The rms delay spread and the coherence bandwidth are in correlation with the network structure,and corresponding values are on the order of ten μ s and ten kilohertz. The narrow fading of the channel follows Nakagami- m distribution. The channel is varying weakly with respect to time. When the data rate is up to Kbit/s,the channel can be regarded as time invariant.

Key words: power line communication; transmission property; carrier signal