基于 Friis 传输方程的放电量计算模型

马 超 郝 宁
（国网冀北电力有限公司技能培训中心 保定 071000）

摘 要： 应用特高频方法监测变压器局部放电时需要对放电量进行精确地的标定，通过设计计算模型，建立 UHF 信号能量与放电量的关系，以通过直观的指标来判断局部放电量，评估设备运行状况。通过将局部放电源作为发射天线模型化处理，并引入 Friis 传输方程，将计算等效为天线传输过程。并以应用 HFSS 仿真得到的 4 阶 Hilbert 分形天线相关参数为模型，通过理论推导和计算，确定局放量与接收特高频信号的能量呈二次曲线的关系。通过由搭建的放电模型收集的测量试验数据统计结果显示，UHF 信号能量与放电量存在二次曲线关系，与理论模型相符。

关键词： 局部放电；特高频；接收天线；Friis 传输方程；放电量；放电能量
中图分类号： TM83 **文献标识码：** A **国家标准学科分类代码：** 510.1050

Calculation model of the discharge ccapacity with friis transmission equation

Ma Chao Hao Ning
(State Grid Jibei Electric Power Company Limited Skills Training Center, Baoding 071000, China)

Abstract: Required discharge amount when applying UHF partial discharge transformer to detect precisely calibrated, the paper model design, build relationships UHF signal energy and discharge capacity, through visual indicators to determine the amount of partial discharge, assessing equipment operation situation. In this paper, the partial discharge source model as a transmitting antenna processing, and the introduction of Friis transmission equation, the calculation is equivalent to the antenna transmission. Experimental data measured by the statistical model built discharge collectible display, UHF signal energy and the discharge amount quadratic relation is consistent with the theoretical model.

Keywords: PD; UHF; antenna; Friis transmission equation; discharge capacity; discharge energy

1 引 言

变压器局部放电的在线监测，已经成为判断设备运行状况的主要依据。相比于局部放电的脉冲电流检测、超声波监测和化学监测方法，特高频在线监测方法，具有抗电磁干扰能力强，监测灵敏的优点，得到广泛的认可，并应用于 GIS 和油浸式变压器的在线监测中[1]。

由接收天线和信号处理模块构成的特高频在线监测传感器[2]是实现监测的首要环节。信号处理模块需要对信号进行放大、检波[3]或者混频的处理[4]，以达到工控机的采集要求。

本文通过对放电量和接收天线的模型化设计，引入 Friis 传输方程，得到了局放量与接收的特高频信号能量的关系。

2 Friis 传输方程

传输方程是对信号传输过程的数学描述。设发射端天线输入功率为 P_t，增益为 G_t，它的最大辐射方向指向相聚 r 的接收端，它在该接收端处产生的功率密度[5]为：

$$S_i = \frac{P_r D_t}{4\pi r^2} = \frac{P_r e_r D_t}{4\pi r^2} = \frac{P_r G_t}{4\pi r^2} \tag{1}$$

设接收天线增益为 G_r，它的最大方向也指向发射端，因而它能接收到的最大接收功率为：

$$P_{RM} = A_e S_i = \frac{G_r}{\frac{4\pi}{\lambda^2}} \frac{P_r G_t}{4\pi r^2} = (\frac{\lambda^2}{4\pi r}) P_t G_t G_r \tag{2}$$

式(2)称为 Friis 传输方程[5]，对于式中 G_t、G_r 等天线基本参数的计算，可以参考文献[5-6]进行计算。

3 建立模型

3.1 局放源模型

变压器局部放电产生特高频信号，因此可以将放电源等效为发射天线模型。

首先需要设定局部放电的特征量。局部放电量为 D，信号频率为 f，局部放电电压为 U，局部放电源距离接收天线距离为 S，局部放电向周围空间发射放电信号，虽然变压

收稿日期：2016-02

器内部结构很复杂,但由于局部放电的特高频信号不会受变压器运行的工频电磁环境影响[7],且特高频天线一般内置于变压器内部,或者置于放油阀等变压器缝隙处,接受的信号无明显衰减[8],因此发射天线与接收天线之间无障碍物,发射端无偏角,接收端偏角为 θ。

以上变量都可以在实验中或者实际检测过程中直接收集到,可以方便的参与到计算过程。传播过程的模型如图 1 所示。

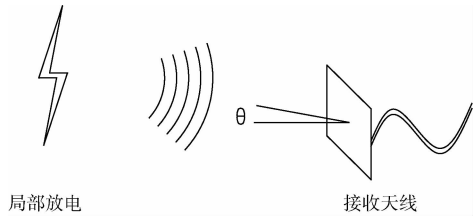

图 1　信号传播过程

现场检测的变压器局部放电信号一般都是衰减振荡信号,这类信号可以采用指数振荡衰减模型来处理[2,9]:

$$U(t) = A_p e^{-(t-t_0)/\tau}\cos[2\pi f_e(t-t_0)+a_e] \tag{5}$$

式中:$t>t_0$,A_p 为经高频放大电路放大后的局部放电信号幅值,t_0 为放电脉冲起始时刻,f_e 为衰减振荡频率,τ 为衰减时间常数。

对于本文只针对能量积累与放电量,计算模型可以不计及震荡部分,简化后进行有限元划分的数学模型为:

$$U(k) = Ae^{(t_0-k\cdot\Delta t)/\tau} \tag{6}$$

3.2　接收天线模型

变压器局放特高频在线监测天线种类日益多样化。目前接收天线主要包括螺旋天线[10]、分形天线[11]和阵列天线[12] 3 种。

不同种类的天线可以通过阻抗匹配设计或者匹配元件达到阻抗匹配的目的,因此本文设置接收天线的馈线是匹配的。

选取 4 阶 Hilbert 分形天线[13]作为接收天线计算模型。天线的相关参数可以通过仿真确定,基于 HFSS 仿真得到的四阶 Hilbert 分形天线相关特性如图 2 所示。

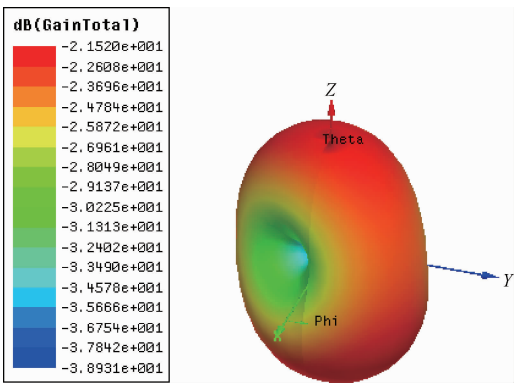

图 2　四阶 Hilbert 分形天线方向图和增益

文献[13]中对于 4 阶 Hilbert 分形天线的相关参数也做了仿真分析和实际测量。本文的仿真结果与实际测量结果相符。

4　计　　算

4.1　接收功率

任意方向上的天线增益 $G(\theta,\varphi)$ 为:

$$G(\theta,\varphi) = GF^2(\theta,\varphi) \tag{7}$$

归一化功率方向图为:

$$p(\theta,\varphi) = F^2(\theta,\varphi) \tag{8}$$

则任意方向的天线方向系数为:

$$D(\theta,\varphi) = DF^2(\theta,\varphi) \tag{9}$$

因此接收天线的接收功率为:

$$P_R = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 P_t G_t(\theta_t,\varphi_t) G_r(\theta_r,\varphi_r) e_p e_{zl} e_o \tag{10}$$

将式(10)简化后可以得到如下关系式:

$$P_R = \xi\cdot P_t \tag{11}$$

式中:ξ 为 P_R 与 P_t 的关系系数,与接收信号的波长、天线的增益和方向系数等参数有关。

4.2　放电量

放电量 Q 是指局部放电释放的电荷数,单位为 pC,因此:

$$Q = \sum_{k=1}^{k=n} I(k)\cdot\Delta t = \frac{\Delta t}{R_L}\sum_{k=1}^{k=n} U_t(k) = \sum_{k=1}^{k=n} Q(k) \tag{12}$$

$I(k)$ 表示局部放电开始后第 k 个采样点的电流值,R_L 为放电源的等效阻抗,Δt 表示每个点的采样时间,f 为采样频率,则 $\Delta t=1/f$,当采样频率一定时,t_k 为一个定值。

设采集信号的能量积累 W_s,将局部放电信号按测得的信号时间积分,即得到局部放电的能量[14]如下:

$$W_s = \sum_{k=1}^{k=n} p_R(k)\cdot\Delta t = \frac{\Delta t}{R_L}\sum_{k=1}^{k=n} U_R^2(k) \tag{13}$$

式中:$P_R(k)$ 为第 k 个采样点的功率,$U_R(k)$ 为第 k 个采样点的电压。通过式(11)建立了能量积累与信号波形之间的关系,并且忽略天线本身的功率损耗。

$$\xi P_t = P_R$$

$$\xi P_t\cdot\Delta t = P_R\cdot\Delta t$$

$$\xi\sum_{k=1}^{k=n} P_t(k)\cdot\Delta t = \sum_{k=1}^{k=n} P_R(k)\cdot\Delta t$$

$$\frac{\xi\Delta t}{R_L}\sum_{k=1}^{k=n} U_t^2(k) = W_s \tag{14}$$

又由式(6)得:

$$U_t(k) = e^{\Delta t/\tau} U_t(K+1) \tag{15}$$

将式(15)代入(12)得:

$$Q(k) = e^{\Delta t/\tau} Q(K+1) \tag{16}$$

进一步得到:

$$Q = \frac{Q(1)(1-e^{-\Delta t/\tau n})}{1-e^{-\Delta t/\tau}} \tag{17}$$

将式(12)、(15)、(16)带入式(14)可以得到如下推论：

$$\frac{\xi\Delta t}{R_L}\sum_{k=1}^{k=n}U_t^2(k)=W_s$$

$$\frac{\xi R_L}{\Delta t}\sum_{k=1}^{k=n}Q^2(k)=W_s$$

$$\frac{\xi R_L}{\Delta t}\cdot\frac{Q^2(1)(1-\mathrm{e}^{-2\Delta t/\tau n})}{1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau}}=W_s \tag{18}$$

由式(17)、(18)得：

$$\frac{\xi R_L}{\Delta t}\cdot\frac{Q^2(1)(1-\mathrm{e}^{-2\Delta t/\tau n})}{1-\mathrm{e}^{-2\Delta t/\tau}}=W_s$$

$$\frac{\xi R_L}{\Delta t}\cdot\frac{Q^2(1)(1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau n})(1+\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau n})}{(1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau})(1+\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau})}=W_s$$

$$\frac{\xi R_L}{\Delta t}\cdot\frac{(1+\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau n})(1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau})}{(1+\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau})(1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau n})}=W_s \tag{19}$$

即得到放电量与接收的特高频信号能量成二次曲线关系：

$$A\cdot Q^2=W_s \tag{20}$$

式中：

$$A=\frac{\xi R_L}{\Delta t}\cdot\frac{(1+\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau n})(1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau})}{(1+\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau})(1-\mathrm{e}^{-\Delta t/\tau n})} \tag{21}$$

$$\xi=(\frac{\lambda}{4\pi r})^2G_t(\theta_t,\varphi_t)G_r(\theta_r,\varphi_r)e_p e_{zt}e_o \tag{22}$$

5　验　　证

应用针板放电模型、油箱、示波器搭建实验，测试系统接线如图 3 所示。实验电源经升压器升至不同电压等级，加在放电模型上，参考文献[15-16]产生的局部放电超高频信号由制作的 4 阶 Hilbert 分形天线采集，并经过信号处理模块，由示波器和频谱仪采集。

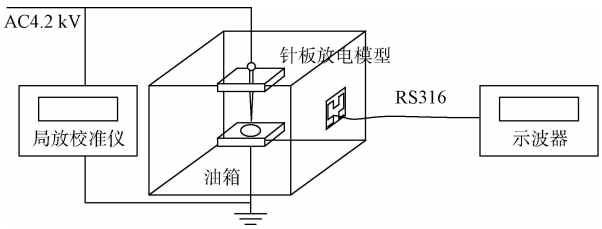

图 3　实验示意图

将制作的针板放电模型，置于装满变压器油箱体中，箱体尺寸为 50 cm×60 cm×50 cm，箱体壁厚 4 mm，外壳接地，形成屏蔽结构，超高频天线贴放于箱体侧壁上。高压电源通过箱体壁上的小孔给针板放电模型供电。加至不同电压等级，超高频天线采集局部放电产生的电磁波信号，并将信号送入示波器显示。测量结果如表 1 所示。

由表 1 数据可得，UHF 信号能量与放电量平方成二次曲线关系，因此可以验证推导的放电量方程成立。

表 1　局放实验测量结果

电压/kV	U_{max}	U_{pp}	S_W	E_S		Q^2	I_H
				线性	二次		
2.6	0.868	0.901	0.891	0.856	0.918	0.912	0.877
3.6	0.773	0.747	0.439	0.767	0.794	0.794	0.520
4.0	0.824	0.672	0.609	0.842	0.849	0.848	0.674
5.2	0.817	0.866	0.971	0.936	0.971	0.970	0.961
6.0	0.761	0.652	0.950	0.916	0.920	0.919	0.914
7.0	0.690	0.690	0.882	0.875	0.901	0.897	0.852
9.0	0.651	0.689	0.842	0.854	0.868	0.868	0.799

6　结　　论

本文通过对局部放电量与特高频接收信号能量之间关系的建模和计算，得出了如下结论：

1)通过将局部放电源等效为发射天线，将计算简化为天线传输的计算；

2)引入 Friis 传输方程，能够有效地分析天线传输过程，并得出接收天线信号的电压幅值；

3)局部放电量与接收的特高频信号能量成二次曲线关系，与实验结果相符。

参考文献

[1]　郭俊，吴广宁，张血琴，等. 局部放电检测技术的现状和发展[J]. 电工技术学报，2005，20(2)：30-36.

[2]　朱超杰，王友臣，朱琪，等. 新型变压器局放监测特高频传感器的研究[J]. 仪器仪表学报，2013，34(4)：749-755.

[3]　蒋庆云，张重远，刘云鹏，等. 检波技术在特高频 PD 信号提取中的应用研究[J]. 华北电力大学学报，2006，33(3)：10-13.

[4]　王国利，郝艳捧，袁鹏，等. 变压器局部放电特高频检测中的混频技术研究[J]. 中国电机工程学报，2004，24(10)：115-120.

[5]　钟顺时. 天线理论与技术[M]. 北京：电子工业出版社，2011.

[6]　李莉. 天线与电波传播[M]. 北京：科学出版社，2009.

[7]　王颂，李香龙，李军浩，等. 变压器局部放电特高频信号外传播特性的试验研究[J]. 高压电器，2007，43(2)：100-105.

[8]　王颂，赵晓辉，方晓明，等. 变压器局部放电特高频信号的外部检测[J]. 高电压技术，2007，33(8)：88-91.

[9]　邱昌容，王乃庆. 电工设备局部放电及测试技术[M]. 北京：机械工业出版社，1994.

[10]　王国利，郑毅，郝艳捧，等. 用于变压器局部放电检测的特高频传感器的初步研究[J]. 中国电机工程学报，2002，22(4)：154-160.

[11] 宋小弟. 分形天线工程及其新进展[J]. 无线通信技术,2008(2):48-54.
[12] 殷立新. 分型阵列天线研究[D]. 西安:西安理工大学,2010.
[13] 程昌奎. 变压器局部放电特高频监测四阶分形天线与信号处理及识别研究[D]. 重庆:重庆大学. 2009.
[14] 唐炬,周加斌,胡忠,等. 变压器油中局放 UHF 信号能量与放电量的关系[J]. 高电压技术,2009,35(5):1009-1013.
[15] 俞一鸣. 一种智能瞬态射频信号采集的方法[J]. 国外电子测量技术,2014,33(6):13-15.
[16] 马星河,马利,周涛,等. 矿用电缆绝缘监测 PD 信号降噪新方法的研究[J]. 电子测量技术,2016,39(1):123-127.

作者简介

马超,毕业于华北电力大学,电气工程专业硕士学位,现为国网冀北电力有限公司技能培训中心输配电教研室培训师。
E-mail:771814093@qq.com

郝宁,国网冀北电力有限公司技能培训中心输配电教研室培训师。

(上接第 75 页)

[6] PARK S Y, PARK J. A new four parameter estimator of sampled sinusoidal signals without iteration[J]. Ieice Transactions on Fundamentals of Electronics Communications& Computer Sciences, 2014, E97-A(2):652-660.
[7] 孟凡明. 强噪声背景下正弦信号参数估计算法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学, 2013.
[8] 聂娅琴. 基于锁相放大器的微弱信号检测研究[D]. 长沙:中南大学,2014.
[9] 周凯波,豆成权,陈涛. 两种微弱正弦信号检测方法比较研究[J]. 武汉理工大学学报: 信息与管理工程版,2007, 29(4): 53-55.
[10] 王欢, 秦斌. 数字锁相放大器原理及其 MATLAB 仿真[J]. 电子制作, 2013(11):50-50.
[11] 涂亚庆, 沈廷鳌, 李明,等. 基于多次互相关的非整周期信号相位差测量算法[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(7):1578-1585.
[12] 王锋,刘美全,孙钦蕾. 被动探测中相关时延估计研究[J]. 国外电子测量技术,2014,33(2):61-64.
[13] BELEGA D, PETRI D. Sine-wave parameter estimation by interpolated DFT method based on new cosine windows with high interference rejection capability [C]. Digital Signal Processing,2014,33:60-70.
[14] 叶林, 周弘, 张洪,等. 相位差的几种测量方法和测量精度分析[J]. 电测与仪表, 2006, 43(4):11-14.
[15] 吴静, 金海彬. 高准确度的相位差测量方法[J]. 中国电机工程学报, 2010(13):41-45.
[16] 周增建, 王海, 郑胜峰,等. 一种基于希尔伯特变换的相位差测量方法[J]. 电子质量, 2009(9):18-19.
[17] SO H C. A comparative study of two discrete-time phase delay estimators [J]. IEEE Transactions on Instrumentationon & Measurement, 2006, 54(6): 2501-2504.
[18] VUCIJAK, N M, SARANOVAC L V. A simple algorithm for the estimation of phase difference between two sinusoidal voltages [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2010, 59(12):3152-3158.
[19] LIU X,REN Y,CHU C, et al. Accurate frequency estimationbased on three-parameter sine-fitting with three FFT samples[J]. Metrology & Measurement Systems, 2015, 22(3):403-416.

作者简介

曾玲,1991 年出生,硕士研究生,主要研究方向为弱信号处理,检测技术与自动化装置等。
E-mail:853654946@qq.com

陈伟,1994 年出生,工学学士,主要研究方向为弱信号检测。