

变压器局放在线监测UHF信号提取方法研究

局部放电（以下简称：局放）是引发变压器早期绝缘故障的重要原因之一，采用检波技术提取局放超高频（UHF）信号包络，根据放电指数衰减特性，提出两种放电UHF脉冲判别准则：脉冲宽度-局部峰个数（ $T_p - N_p$ ）关系和相关系数-均方误差（CC-MSE）准则。通过能量阈值法识别脉冲，逐层剔除复杂现场干扰，分类识别变压器内部局放UHF信号，放电幅值和相位等信息基本无损失。提出的实用算法依据时域波形特征，计算复杂度小，非常适合在线监测。

刘明军¹ 薛 桅² 周友武¹ / 1. 国网江西省电力科学研究院 2. 国网江西省电力公司九江供电分公司



刘明军/高级工程师

关键词/Keywords

变压器 ·
局部放电 ·
超高频 ·
包络检波 ·
在线监测 ·

大型电力变压器绝缘故障常常起源于局部放电（以下简称：局放）造成的油/纸绝缘劣化，局放侵蚀绝缘纸、纸板，纸纤维受到机械破坏和碳化，逐步发展成为树枝状放电，从而极易产生沿面闪络甚至绝缘击穿^[1]。因此，对变压器局放实施在线监测，能够有效提高其运行可靠性。变压器内部早期局放幅值很小，几乎淹没在背景噪声中，传统局放检测如脉冲电流法、超声波法及射频法等受强干扰影响严重，在线监测实施困难。超高频（UHF）法检测频率高（300~1 500 MHz），可最大限度地避开干扰，在GIS局放监测中已取得了大量成果，近年来又逐渐应用于变压器局放监测^[2-6]。

然而，现场仍有部分干扰窜入检测系统，如雷电波、开关操作波、移动通信、无线电广播及外部电晕放电等。针对传统局放检测，文献[7-9]采用的小波变换、EMD和傅里叶级数等方法效果良好，但UHF法现场干扰抑制少有报道。

在使用检波技术提取放电UHF信号基础上，提出利用能量阈值法识别单个脉冲。提取放电包络特征，给出放电脉冲宽度依赖局部峰个数关系；以放电检波信号指数衰减规律为依据构造放电UHF信号特征波形库，通过时域相关、均方误差准则逐层剔除干扰，实现放电信号自动分类识别。

UHF信号包络检波

UHF原始信号如不经降频处理，则对数据采集、处理和存储均有极高要求，很难实现在线监测。然而局放检测通常仅关心放电脉冲幅值及其出现的工频相位，采用检波技术提取局放UHF信号包络，通过普通数据采集卡即可获得放电幅值和相位等信息，实现局放UHF实时在线监测。

1. 检波原理

包络检波器的输出电压直接反映高频调幅波包络变化规律。二极管检波电路如图1所示，由输入回路、检波二极管VD和RC低通滤波器组成。 R_d 、 R 分别为二极管导通电阻和负载电阻，且 $R_d \ll R$ ， C 为负载电容。

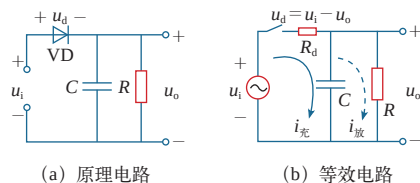


图1 包络检波原理及等效电路

由图1可知二极管VD两端电压 $u_d = u_i - u_o$ ，当 $u_d > 0$ 时二极管正向导通，UHF输入信号 u_i 对电容 C 充电，充电时间常数 $\tau_c = R_d C$ 较小，电容 C 上迅速建立电压；

当 $u_d < 0$ 时二极管截止, 电容 C 通过负载电阻 R 放电。由于检波器放电时间常数 $\tau_d = RC$ 远大于UHF信号周期, 当电容 C 上电压下降不多时, 高频第二个正半周电压使其再次导通。通过选择合适的元件参数, 让 τ_c 足够小, 充电很快; 而 τ_d 足够大, 放电很慢 ($\tau_c \ll \tau_d$), 就可使电容 C 两端的电压幅度与输入UHF信号 u_i 的幅度接近, 得到UHF信号的正向包络。

2. Matlab仿真

局放UHF单个脉冲持续时间在几十到几百纳秒, 多个UHF脉冲叠加信号宽度也在微秒数量级。为了有效提取UHF信号幅值和相位信息, 充电时间常数 τ_c 应该足够小, 选取 $\tau_c = 0.1 \text{ ns} \ll 1 \text{ ns}$; 而放电时间常数 τ_d 必须足够大, 满足采样定律对信号频率的要求, 然而 τ_d 过大电容 C 上电荷来不及释放, UHF信号中较小峰值将被遗漏, 因此选择 $\tau_d = 1 \text{ } \mu\text{s}$ 。二极管VD的导通电阻 R_d 为 $100 \text{ } \Omega$, 则电容 $C = \tau_c / R_d = 1 \text{ pF}$, 负载电阻 $R = \tau_d / C = 1 \text{ M}\Omega$ 。

采用仿真局放UHF信号作为输入电压 u_i , 现场检测到的局放信号一般为指数衰减振荡信号, 理论上可以用以下两种模型来表示

$$\begin{aligned} f_1(t) &= A_1 e^{-t/\tau} \sin(2\pi f_c t) \\ f_2(t) &= A_2 (e^{-1.3t/\tau} - e^{-2.2t/\tau}) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1)$$

式中, A_1 、 A_2 为信号幅值; τ 为衰减系数; f_c 为振荡频率。由以上参数建立Matlab仿真模型, 对UHF信号进行包络检波的结果如图2所示。仿真分析表明检波后正向包络幅值基本不变, 脉冲出现相位也几乎与原信号相同, 二极管包络检波能够有效提取UHF信号幅值和相位信息。

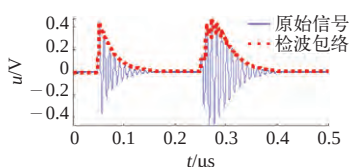


图2 UHF信号包络检波仿真结果

UHF检波信号特征分析

1. 检波信号放电指数衰减特性

包络检波放电时间常数 τ_d 决定了输出信号 u_o 的衰减速度, 放电等效电路如图3a所示。当 $u_d < 0$ 时二极管VD截止, 电容 C 对负载电阻 R 放电, 等效于

开关 S 在 $t = 0$ 时闭合; 设电容 C 开始放电之前的初始状态 $u_c(0_-) = U_0$, 即单个UHF脉冲充电结束后电容电压为 U_0 , 属于一阶电路零输入响应问题, 对 $t > 0$ 时满足齐次微分方程

$$\begin{cases} RC \frac{du_c}{dt} + u_c = 0 \\ u_c(0_+) = u_c(0_-) = U_0 \end{cases} \quad (2)$$

求解以上方程, 代入电压初始条件可得负载电阻两端电压

$$u_R = u_c = U_0 e^{-\frac{1}{RC}t} \quad (3)$$

式中, u_R 即检波输出电压 u_o , 可见UHF信号对电容 C 充电完成后, 检波输出信号以指数规律由初始电压 U_0 衰减, 衰减时间常数 $\tau_d = RC$, 经过 $4\tau_d \sim 5\tau_d$ 电压几乎衰减到零, 过渡过程结束。放电过程中若有其他UHF脉冲到来使 $u_d > 0$, 则二极管VD会再次导通对电容 C 充电, 形成如图2所示的第二个脉冲反复充放电过程。

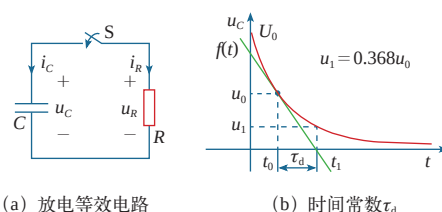


图3 放电等效电路及指数衰减曲线

当输入信号周期远大于 τ_c 时, 在信号正半周输出将跟随原始信号变化; 过零点前某一时刻 $u_d < 0$, 输出开始按指数规律衰减; 信号负半周由于二极管截止输出为零。

2. 实际检波器 τ_d 校正

具有指数衰减规律的检波信号特征明显, 为现场干扰抑制提供了有力依据。时间常数 τ_d 是识别中的关键参数, 然而实际检波器 τ_d 一般与设计参数之间存在一定误差, 因此需要通过实验测量放电波形进行校正。

如图3b所示, 衰减曲线 $u_c(t)$ 上的任一点 (t_0, u_0) 必然满足

$$u_0 = U_0 \exp\left(-\frac{t_0}{\tau_d}\right) \quad (4)$$

而衰减曲线上点 (t_0, u_0) 处的切线函数 $f(t)$ 的方

程为

$$\frac{f(t)-u_0}{t-t_0}=k_0 \quad (5)$$

式中, k_0 为曲线 $u_c(t)$ 在 (t_0, u_0) 处的斜率, 由曲线上该点的导数决定, 即

$$k_0 = \left. \frac{du_c(t)}{dt} \right|_{t=t_0} = -\frac{U_0}{\tau_d} \exp\left(-\frac{t_0}{\tau_d}\right) \quad (6)$$

当 $f(t_1)=0$ 时, 由式(5)得到切线 $f(t)$ 与 t 轴的交点 t_1

$$t_1 = -\frac{u_0}{k_0} + t_0 \quad (7)$$

将式(4)、式(6)代入式(7)可得 t_1 与 t_0 的差值

$$t_1 - t_0 = -\frac{u_0}{k_0} = \tau_d \quad (8)$$

式(8)说明, 如果衰减曲线上任一点 (t_0, u_0) 处的切线与 t 轴的交点为 t_1 , 则 $t_1 - t_0$ 等于衰减时间常数 τ_d 。

在实际测量过程中, 设 (t_0, u_0) 的前、后点分别为 $(t_0 - \Delta t, u_{01})$ 和 $(t_0 + \Delta t, u_{02})$, Δt 为系统采样周期, 当 $\Delta t \rightarrow 0$ 时, 该点的切线斜率等于其中心差商

$$k_0 = \frac{u_{02} - u_{01}}{2\Delta t} \quad (9)$$

由于系统采样率 $F_s = 30 \text{ MS/s}$, 即采样周期 $T = 1/F_s \approx 0.033 \text{ } \mu\text{s}$, 因此可以用中心差商近似该点切线的斜率。为了减小测量误差, 在实验室采集大量放电波形, 将多组 τ_d 测量值加权平均作为实际检波器的放电时间常数, 校正后 $\tau_d = 0.85 \text{ } \mu\text{s}$ 。

基于波形特征的UHF信号提取方法

现场获取的信号可以用时间序列 $\{y(i)\} (i = 1, 2, \dots, N)$ 来表示, Y 中通常包含各种类型的干扰。针对染噪信号 Y 经过以下步骤逐层提取: ①识别单个脉冲起点及脉冲宽度 T_p , 提取脉冲局部峰个数 N_p ; ②依据脉宽 T_p 与 N_p 依赖关系准则剔除部分干扰; ③利用标准衰减指数函数构造理论放电模型 $x(i)$, 通过相关系数-均方误差(CC-MSE)准则检查 $y(i)$ 与 $x(i)$ 相似程度, 判断是否为内部放电UHF检波信号。

1. 能量阈值法脉冲识别

现场背景噪声中的白噪功率谱密度相对固定, 波形呈锯齿状, 相邻点斜率无规律正负交替变化。而其他脉冲信号表现为相对平滑的曲线, 在较小的脉冲宽度内斜率变化趋势一致。根据脉冲能量连续性规律, 单个脉冲能量会连续变化, 最后衰减到白噪统计平均能量附近。

通过设置合适的能量阈值 thr_e , 搜索序列 $y(i)$ 识别单个脉冲起点和脉宽 T_p 。为简化计算实际应用中信号能量可由式(10)的幅值绝对值代替

$$E = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k |y(i+j)| > \text{thr}_e \quad (10)$$

式中, k 为计算点数。如果序列中任一点 $y(i)$ 超过最大背景信号幅值, 则向后连续搜索 k 点计算能量均值, 超过 thr_e 继续判断斜率变化趋势, 符合即表示点 $i+1 \sim i+k$ 属于该脉冲。

2. 脉冲宽度与局部峰个数($T_p - N_p$)关系

检波器输出至采集卡传输电缆上耦合的外部干扰, 通过判断脉冲正向占空比和直流分量比来剔除。对信号周期在 τ_d 数量级的干扰, 其经过检波也不存在负向信号, 故只能通过脉宽 T_p 和局部峰个数 N_p 进行剔除。

由图3可知, 当前一次放电还未结束后面到来的脉冲继续向电容充电时, 多个脉冲信号叠加使 N_p 大于1, T_p 也超过 τ_d 数倍。UHF脉冲充放电得到的检波信号 T_p 与 N_p 符合以下关系

$$\frac{1}{\alpha} 3\tau_d < T_p < \frac{1}{\alpha} N_p 3\tau_d \quad (11)$$

式中, α 为经验系数, 取2, 可以根据现场数据进行调整; $3\tau_d$ 为实际信号在3倍放电时间常数内, 即从幅值 U_0 衰减到白噪最大幅值以下, 不符合式(11)的认为是高频干扰。由于变压器油中放电持续时间一般小于 $20 \text{ } \mu\text{s}$, 远大于气泡性放电, 故 T_p 超过该值数倍的信号可视为干扰, 如移动通信干扰检波信号是脉宽约 $570 \text{ } \mu\text{s}$ 的方波, 可以直接滤除。

3. CC-MSE准则

经过以上干扰剥离程序剩下的疑似UHF检波信号, 无论在脉冲宽度、局部峰个数和极性等方面都具有相似性。由于放电UHF检波信号按指数规

律衰减, 则从峰值 U_0 开始衰减的理论放电波形 X 为

$$x(i) = U_0 \exp(-\frac{it_0}{\tau_d}) \quad (12)$$

其中, $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$, M 为数据点数; $t_0 = 1/F_s$, F_s 为系统采样率; U_0 为峰值; τ_d 为检波器放电时间常数。

X 为实际检测信号 Y 的理论值, 即 Y 为对 X 的一次估计, 则 Y 与 X 的近似程度决定该脉冲是否为UHF信号检波输出。式(13)定义的相关系数 ρ_{XY} 是反映随机变量 X 与 Y 之间相关程度的一个数字特征

$$\rho_{XY} = \frac{\text{Cov}(X, Y)}{\sqrt{D(X)}\sqrt{D(Y)}} \quad (13)$$

式中, $\text{Cov}(X, Y)$ 为 X 与 Y 的协方差; $D(X)$ 、 $D(Y)$ 分别为 X 与 Y 的方差。理论放电 X 和实际检测信号 Y 具有相同量纲, 且峰值相同, 因此 ρ_{XY} 反映了 Y 与 X 之间的波形相似程度, 其计算式如下

$$\rho_{XY} = \frac{\sum_{i=1}^M [x(i) - E(X)][y(i) - E(Y)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^M [x(i) - E(X)]^2} \sqrt{\sum_{i=1}^M [y(i) - E(Y)]^2}} \quad (14)$$

式中, $E(X)$ 、 $E(Y)$ 为信号的数学期望, 由式(15)定义

$$E(X) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x(i) \quad (15)$$

$$E(Y) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y(i)$$

相关系数只能表征 X 与 Y 之间的线性相关程度, 由于 Y 是放电过程 X 的估计, Y 与 X 中每对数据点之间都存在一个残差, 该残差用对应数据点的欧式距离来表示。采用均方误差 e_{MSE} 来衡量 Y 估计 X 时产生的失真大小, e_{MSE} 越小实际检测信号 Y 越接近于 X 。实际检测信号中衰减起始电压 U_0 差异较大, 因此用 U_0 对均方误差进行归一化, 得到改进的方均根误差

$$e_{\text{RMSE}} = \frac{1}{U_0} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x(i) - y(i)]^2} \quad (16)$$

为了表征 Y 与 X 线性相关程度及估计失真大小, 结合相关系数 ρ 及方均根误差 e_{RMSE} , 提出由式(11)确定的CC-MSE准则来判别检测信号是否为UHF检

波输出。复合信息 e_{CR} 越小则表明检测信号与期望信号偏离程度越小, 越接近真实放电过程, 即

$$e_{\text{CR}} = \frac{e_{\text{RMSE}}}{\rho_{XY}} \quad (17)$$

实际放电UHF信号识别

1. 现场干扰特征分析

大量现场数据分析表明主要存在以下几类干扰源: ①雷电波脉冲; ②高压开关(断路器、隔离开关等)操作脉冲; ③外部放电(电晕)干扰; ④移动通信干扰; ⑤无线电广播及中波通信干扰等。现场主要干扰脉冲信号如图4所示。

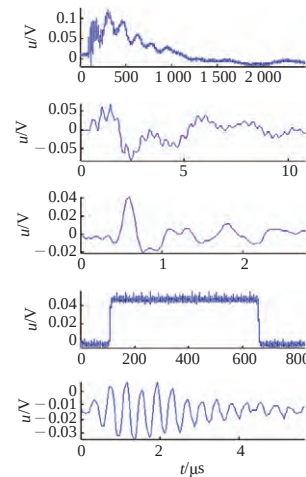


图4 现场主要干扰脉冲信号

移动通信干扰脉冲波形稳定, 检波输出信号为持续时间约570 μs 的方波。雷电波脉冲幅值较大, 单个脉冲持续时间在毫秒数量级, 振荡频率很低(几十千赫兹), 在100 ms检测周期内一般出现1~3次。开关操作脉冲呈现振荡衰减特性, 振荡频率集中在0.3~0.6 MHz和2.5~3.0 MHz两个频段, 单脉冲持续时间在10 μs 数量级。外部放电干扰脉冲持续时间短, 一般在微秒数量级, 与内部放电检波脉冲类似。

由于实验室检测信号信噪比很高, 如图5所示, 不具备现场包含大量干扰的特征, 如果直接对其进行提取, 不能体现实用算法的实际有效性。因此在放电信号中加入来至于现场监测系统的干扰, 染噪信号如图6所示。

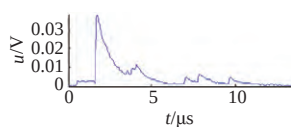


图5 实验室放电检波脉冲

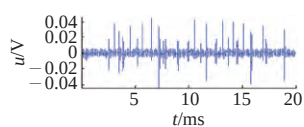
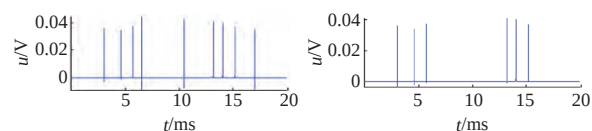


图6 加入现场干扰的混合放电信号

2. 放电UHF检波信号分层提取

采用能量阈值法搜索序列提取单个脉冲，根据式(5) $T_p - N_p$ 准则识别移动通信、雷电波等宽度较大的干扰；②类和⑤类干扰正向占空比在0.5左右，也可以方便地滤除。经以上过程提取后仅剩下③类干扰和放电脉冲，如图7a所示。再通过CC-MSE准则提取脉冲特征量：正向占空比 R 、直流分量比 u_{DC} 、相关系数 ρ_{XY} 、改进方均根误差 e_{RMSE} 及复合信息 e_{CR} ，如下表所示。



(a) 提取后的干扰和放电脉冲

(b) 最终识别结果

图7 放电信号逐层识别结果

表 不同类型信号 ρ_{XY} 、 e_{RMSE} 和 e_{CR} 比较

编号	R	u_{DC}	ρ_{XY}	e_{RMSE}	e_{CR}
1	0.958	0.991	0.997	0.072	0.072
2	0.957	0.996	0.998	0.046	0.047
3	0.992	0.999	0.998	0.041	0.041
4	0.784	0.913	0.707	0.479	0.678
5	0.813	0.896	0.605	0.532	0.879
6	0.978	0.999	0.999	0.047	0.047
7	1.000	1.000	0.991	0.139	0.141
8	1.000	1.000	0.999	0.046	0.046
9	0.788	0.787	0.480	0.584	1.217

上表中粗体标识的 e_{CR} 即为③类干扰，其 e_{CR} 特征比放电UHF检波信号高出一个数量级，具有明显的可分性。最终识别结果如图7b所示，各类干扰均被剔除，放电UHF信号幅值和相位特征基本无损失。

结束语

实验表明检波技术能够有效提取局放UHF信号正向包络，降低信号频率，保留其峰值和相位信息。根据UHF检波放电过程指数衰减特性，在

信号能量阈值法单个脉冲识别基础上，提出判别内部放电的 $T_p - N_p$ 关系和CC-MSE准则，逐层分类识别各种干扰噪声。实测数据分析结果显示该算法能够从大量干扰中识别放电UHF信号，且计算复杂度小，实时性强，可用于在线监测。

参考文献

- [1] 谈克雄, 朱德恒, 李福祺, 等. 发电机变压器放电故障诊断的基础研究和应用 [J]. 电力系统自动化, 2004, 28 (15): 53-70.
- [2] Judd M D, Yang L, Hunter I B B. Partial discharge monitoring for power transformers using UHF sensors part 1: sensors and signal interpretation [J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 2005, 21 (2): 5-13.
- [3] 刘明军, 韩迪, 李朝晖. HOMS集成环境下变压器局放超高频在线监测 [J]. 高电压技术, 2010, 36 (8): 1975-1980.
- [4] Liu Mingjun, Bi Ran, Zhou Chengke. Online UHF PD monitoring for transformers: pulses knowledge acquisition [C]. Proceedings of 2010 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Minneapolis, USA, 2010.
- [5] 王国利, 郝艳棒, 李彦明. 变压器局部放电特高频在线监测系统的研究 [J]. 电工电能新技术, 2004, 23 (4): 18-23.
- [6] Aschenbrenner D, Kranz H G, Rutgers W R. On line PD measurements and diagnosis on power transformers [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2005, 12 (2): 216-222.
- [7] 钱勇, 黄成军, 陈陈, 等. 基于多小波的多态性局部放电信号提取算法 [J]. 电力系统自动化, 2007, 31 (7): 75-80.
- [8] 李天云, 高磊, 聂永辉, 等. 基于经验模式分解处理局部放电数据的自适应直接阈值算法 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26 (15): 29-34.
- [9] 程养春, 李成榕, 王伟. 用傅立叶级数法消除局部放电检测中窄带干扰的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (20): 106-111.

(收稿日期: 2014-09-19) EA