

基于时域射线追踪算法的电场波形特性研究

王泽典¹, 顾剑锋¹, 段璐琦¹, 毛仲虎¹, 张陈旭¹, 唐万春^{2,3}

(1.南京师范大学计算机与电子信息学院, 江苏 南京 210023)

(2.南京师范大学南瑞电气与自动化学院, 江苏 南京 210023)

(3.南京师范大学江苏省三维打印装备与制造重点实验室, 江苏 南京 210023)

[摘要] 利用时域射线追踪算法, 构建出简化开关柜模型并模拟局部放电, 仿真分析局放电磁波到达不同检测点的时域特性。由于多径传播, 最短路径与其它路径存在到达时间差, 通过叠加时间差相近路径的波形幅值, 分析检测点时域波形混叠的原因, 对比不同检测点的时域接收波形, 分析波形畸变的原因。研究结果为开关柜内局部放电的电磁波传播规律提供新方法, 为后续优化超高频检测天线的安装摆放提供参考依据。

[关键词] 局放检测, 射线追踪算法, 时域特性, 时间差, 波形混叠

[中图分类号] TM935 [文献标志码] A [文章编号] 1672-1292(2024)02-0028-06

Research on Electric Field Waveform Characteristics Based on Time-Domain Ray Tracing Algorithm

Wang Zedian¹, Gu Jianfeng¹, Duan Luqi¹, Mao Zhonghu¹, Zhang Chenxu¹, Tang Wanchun^{2,3}

(1.School of Computer and Electronic Information, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(2.NARI School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

(3.Jiangsu Key Laboratory of 3D Printing Equipment and Manufacturing, Nanjing Normal University, Nanjing 210023, China)

Abstract: A simplified switchboard model is constructed by using the time-domain ray tracing algorithm, and partial discharge is simulated. The time-domain characteristics of partial discharge magnetic wave reaching different detection points are simulated and analyzed. Due to multipath propagation, there is a time difference between the shortest path and other paths, and the reason for the waveform aliasing of the detection point in the time domain is analyzed by superimposing the waveform amplitude of the path with a similar time difference. The time-domain received waveforms of different detection points are compared and the causes of waveform distortion are analyzed. The research results provide a new method for the electromagnetic wave propagation law of partial discharge in the switchgear, and provide a reference for the subsequent optimization of the installation and placement of UHF detection antennas.

Key words: partial discharge detection, ray tracing algorithm, time-domain characteristics, time difference, waveform aliasing

开关柜的安全性能及可靠性是关系到电力电网能否顺利正常运行的关键^[1]。长时间的局部放电会降低材料的绝缘性能, 最终导致绝缘失效^[2]。高压开关柜的带电检测是找出局部放电故障的有效方法, 从而保证了系统的可靠运行^[3]。因此, 开展开关柜的局放带电在线检测具有重要意义^[4]。

当超高频法应用于变压器、开关柜等电力设备局部放电检测时^[5], 首先需要研究了解电磁波在电力设备中的传播特性。国内外很多学者主要采用 FDTD 法对局放电磁传播特性进行了仿真分析^[6-7], 并且对变压器、开关柜等电力设备中超高频信号的传播特性有了一定的研究^[8]。

传统的 FDTD 方法需要对计算区域进行细致网格剖分, 计算量较大, 适用于小尺度室内场景的建模计算^[9]。时域射线追踪法具有计算内存小、运算速度快的优点, 本文将时域射线追踪算法^[10-11]运用到尺寸相对较大的开关柜中, 考虑到实际开关柜中母排与电流互感器、传感器连接处的金属毛刺容易发生电晕放电^[12], 故在开关柜简化模型中对应位置模拟局部放电, 仿真出不同检测点的电场强度波形, 并对 x 、 y 、 z

收稿日期: 2023-03-05.

通讯作者: 唐万春, 博士, 教授, 研究方向: RFID 天线技术、电磁环境、周期结构特性、局部放电信号检测。E-mail: eewctang@njnu.edu.cn

3 个方向波形进行时域特性分析^[13],即通过计算直射路径与其它路径的到达时间差,分析检测点时域波形混叠的成因。

仿真结果能很好地表明检测点在一段时间内出现波形混叠的叠加路径,并可以对比出不同检测点波形混叠的严重程度和脉冲幅值的大小,以此来对开关柜内局部放电激发的脉冲电磁波的传播特性进行研究,为进一步研究超高频检测天线在开关柜内的布置提供参考。

1 局部放电电磁波传播建模

1.1 时域射线追踪信道模型

时域射线追踪算法是建立在几何光学与一致性绕射理论的基础上,结合发射信号的时域表示函数与反射系数、透射系数和绕射系数的时域形式进行卷积,描述出时域形式的直射场、反射场、透射场和绕射场,从而得到时域的脉冲响应^[14-15]。

开关柜内接收天线处的接收信号总场强 $R(t)$ 可以由直射信号、反射信号、透射信号和绕射信号进行矢量场的叠加进行求解,

$$R(t) = \sum_{i=1}^l x(t) * h(t) + n(t). \quad (1)$$

式中, $x(t)$ 为发射电磁波波形, $*$ 为卷积运算符, $h(t)$ 为信道的冲激响应, $n(t)$ 为信道的噪声函数, l 是发射机和接收机之间多径射线的总数,这里暂不考虑噪声影响 $n(t)$ 。其中,

$$h(t) = e_i(t) + e_r(t) + e_t(t) + e_d(t). \quad (2)$$

式中, $e_i(t)$ 表示直射波的信道响应函数, $e_r(t)$ 表示反射波的信道响应函数, $e_t(t)$ 表示透射波的信道响应函数, $e_d(t)$ 表示绕射波的信道响应函数。

1.2 放电电流脉冲与远区电场波形

局部放电电流用元电流来近似,元电流是指长度极短的一小段天线,通常称之为电偶极子,如图 1 所示。局部放电的电磁辐射特性可以通过电偶极子远区场的电磁辐射理论来分析。

本文只考虑电晕放电情景,从数值计算的角度出发,计算结果表明负电晕放电产生的电流脉冲的统计特性更加近似于伽马分布,故采用伽马函数的形式来模拟局部放电电流,则流经偶极子的局放电流脉冲波形如图 2 所示。

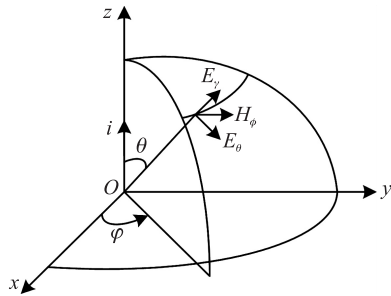


图 1 电偶极子

Fig. 1 Electric dipoles

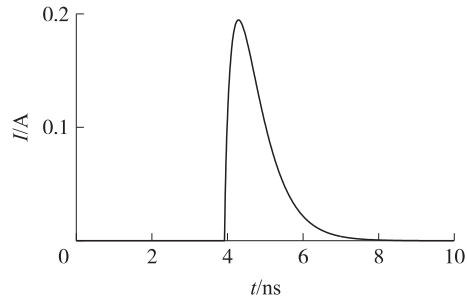


图 2 放电电流脉冲

Fig. 2 Discharge current pulse

局放电流 $I(t)$ 表达式为,

$$I(t) = \frac{\lambda^\gamma (t-a)^{\gamma-1}}{\Gamma(\gamma)} e^{-\lambda(t-a)}. \quad (3)$$

式中, $\Gamma(\gamma)$ 为伽马函数,

$$\Gamma(\gamma) = \int_0^\infty t^{\gamma-1} e^{-t} dt. \quad (4)$$

式中, $a=3.921\ 29$, $\gamma=1.756\ 7$, $\lambda=4.877\ 2$ 。

在仿真模型中,采用 1 mm 的理想电导体来模拟局部放电,电偶极子的远区电场只有 θ 方向的分量,电场频域 $E_\theta(f)$ 为,

$$E_{\theta}(f) = j \frac{I(f) l \eta_0 f}{2cr} \sin \theta e^{-\frac{j2\pi fr}{c}}. \quad (5)$$

式中, j 是虚数单位, $l=0.001$ m, $r=0.02$ m, $c=3 \times 10^8$ m/s,

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, $\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$. f 为工作频段取

0.3 GHz~1.5 GHz. 对电流时域表达式 $I(t)$ 做傅里叶变换得到 $I(f)$, 将其代入式(5), 得到电场 $E_{\theta}(f)$, 对 $E_{\theta}(f)$ 进行傅里叶逆变换得到电场时域波形 $E_{\theta}(t)$, 将 $E_{\theta}(t)$ 作为发射波形进行传播求解, $E_{\theta}(t)$ 为式(1)中的发射电磁波波形 $x(t)$. 在距离电偶极子 0.02 m 处激发的最大远区电场波形如图 3 所示.

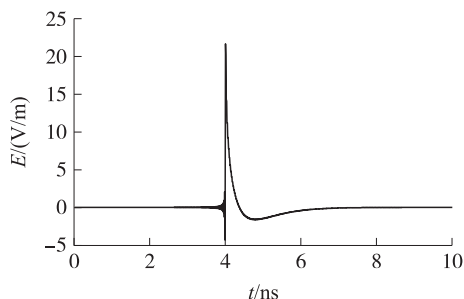


图 3 远区电场波形

Fig. 3 Far-region electric field waveform

2 检测点设置与接收波形时域特性分析

2.1 开关柜简化模型

局部放电多发生在母排与电流互感器、触头盒、传感器等器件连接处, 或者电缆接头处, 而且考虑到 KYN28-10 型开关柜结构相当复杂, 利用 Matlab 对其进行精确建模有很大难度, 故只保留母线室和电缆室. 本文将简化后的 KYN28-10 型开关柜作为研究对象, 当电缆室中 A 相下母排与传感器连接处母排上的金属毛刺(P)发生电晕放电时, 放电源坐标为 $P(0.44$ m, 0.59 m, 0.54 m), 考虑到实际超高频检测天线的安装, 在该模型中选取了 2 个靠近柜体的位置作为检测点: 位于电缆室底板上的检测点 A(0.1 m, 0.1 m, 0.1 m) 和位于电缆室侧板上的检测点 B(0.34 m, 0.02 m, 0.8 m). 局部放电源和 2 个检测点的位置示意图如图 4 所示.

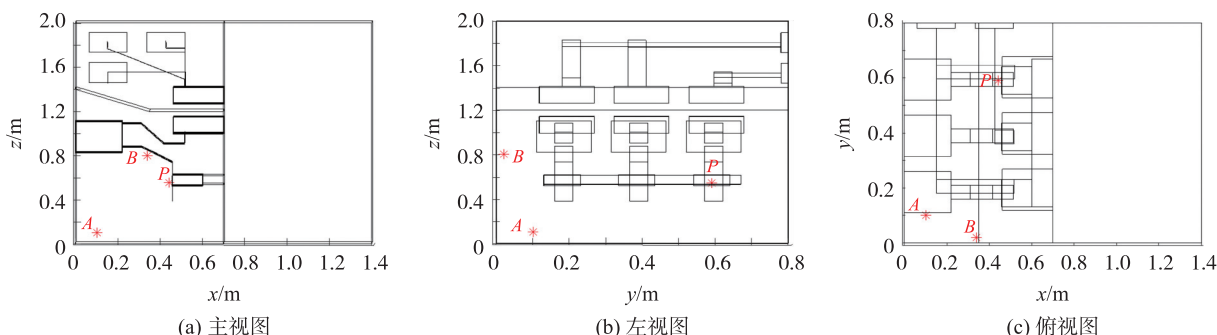


图 4 放电源与检测点位置示意图

Fig. 4 Schematic diagram of the position of the discharge power supply and the detection point

2.2 接收波形混叠原因分析

基于时域射线追踪法对高压开关柜进行精简建模并模拟局部放电, 研究开关柜内局放脉冲电磁波多径传播特性. 该模型的建立基于已有的时域射线追踪算法, 算法已与 Wireless Insite 仿真软件对比了仿真结果, 验证了其正确性^[15]. 当电缆室中 P 处发生电晕放电时, 检测点坐标位于 A 点时, 仿真计算局放电磁波到达检测点的 x 、 y 、 z 方向 6~9 ns 的电场波形. 仿真结果表明放电源 P 与检测点 A 之间存在直射, 有 5 条有效一次反射路径, 有 11 条有效二次反射路径, 有 6 条有效一次绕射路径. P 与 A 两点间直射路径最短, 故计算直射路径与其它路径之间的到达时间差, 时间差如表 1 所示, 分析不同时间段波形混叠的原因.

对表 1 中时间差相近的路径进行分时段波形分析. 直射与第 5 条一次反射路径, 第 1、3、4 条一次反射路径与第 9、11 条二次反射路径, 第 2、3、8 条二次反射路径, 第 2 条一次反射路径与第 10 条二次反射路径, 第 4、5、6 条二次反射路径, 第 1、7 条二次反射路径, 共分为 6 个时间段来分析波形混叠原因. 选取并绘制第 2、3、8 条二次反射路径及混叠后的波形, 并与检测点 A 的 x 、 y 、 z 方向的电场时域波形进行对比, 如图 5 所示. 由于绕射数值很小, 以第 1 条绕射路径 x 方向电场波形为例补充说明, 如图 6 所示. 绕射路径对接收点的波形影响较小, 故可忽略绕射路径的影响.

表 1 直射路径与其他路径之间的时间差

Table 1 The time difference between a direct path and another path

直射路径与 5 条一次反射路径之间的 到达时间差 ($\Delta t_1 \sim \Delta t_5$)	直射路径与 11 条二次反射路径之间的 到达时间差 ($\Delta t_6 \sim \Delta t_{16}$)	直射路径与 6 条一次绕射路径之间的 到达时间差 ($\Delta t_{17} \sim \Delta t_{22}$)
$\Delta t_1 = 0.368$ ns	$\Delta t_6 = 3.731$ ns	$\Delta t_{17} = 1.773$ ns
$\Delta t_2 = 1.084$ ns	$\Delta t_7 = 0.798$ ns	$\Delta t_{18} = 0.801$ ns
$\Delta t_3 = 0.483$ ns	$\Delta t_8 = 0.764$ ns	$\Delta t_{19} = 0.765$ ns
$\Delta t_4 = 0.446$ ns	$\Delta t_9 = 1.350$ ns	$\Delta t_{20} = 1.965$ ns
$\Delta t_5 = 0.051$ ns	$\Delta t_{10} = 1.668$ ns	$\Delta t_{21} = 0.865$ ns
	$\Delta t_{11} = 1.407$ ns	$\Delta t_{22} = 1.501$ ns
	$\Delta t_{12} = 4.739$ ns	
	$\Delta t_{13} = 0.865$ ns	
	$\Delta t_{14} = 0.437$ ns	
	$\Delta t_{15} = 1.120$ ns	
	$\Delta t_{16} = 0.526$ ns	

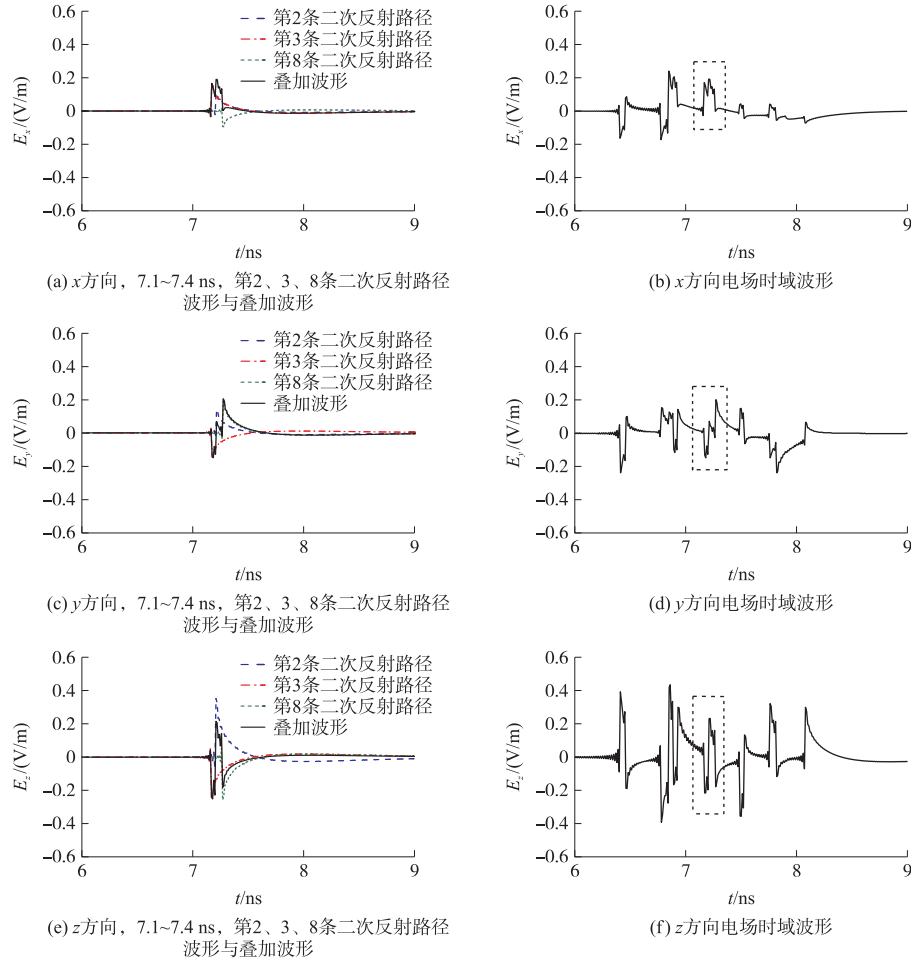


图 5 不同方向电场时域波形

Fig. 5 Electric field time-domain waveforms in different directions

从图 5 可见,不同传播机制到达检测点 A 的波形发生了混叠,不同路径的叠加使得波形发生了很大的畸变,选取并观察 x 、 y 、 z 三个方向 7.1~7.4 ns 的电场波形,经过分析该时间段出现波形混叠的原因是第 2、3、8 条二次反射路径的叠加,并且 z 方向的电场分量要大于 x 方向和 y 方向。其余时间段波形混叠原因分析:(1)6~6.7 ns 的电场波形是由直射路径、第 5 条一次反射路径混叠而成。(2)6.7~7.1 ns 的电场波形是由第 1、3、4 条一次反射路径与第 9、11 条二次反射路径混叠而成。(3)7.4~7.7 ns 的电场波形是由第 2 条一次反射路径与第 10 条二次反射路径混叠而成。(4)7.7~8 ns 的电场波形是由第 4、5、6 条二次反射路径混叠而成。(5)8~9 ns 的电场波形是由第 1、7 条二次反射路径混叠而成。

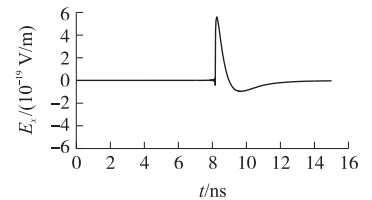


图 6 第 1 条绕射路径电场波形
Fig. 6 Electric field waveform of the first diffraction path

2.3 检测点位置对接收波形混叠的影响

当电缆室中 P 处发生电晕放电时,检测点坐标位于 B 点时,仿真局放电磁波到达检测点的 x,y,z 方向 $5\sim 12\text{ ns}$ 的电场波形. 结果表明放电源 P 与检测点 B 之间存在直射,有 4 条有效一次反射路径,有 10 条有效二次反射路径,有 13 条有效一次绕射路径. 计算直射路径与其他路径之间的到达时间差,如表 2 所示.

表 2 直射路径与其他路径之间的时间差

Table 2 The time difference between a direct path and another path		
直射路径与 4 条一次反射路径之间的 到达时间差 ($\Delta t_1 \sim \Delta t_4$)	直射路径与 10 条二次反射路径之间的 到达时间差 ($\Delta t_5 \sim \Delta t_{14}$)	直射路径与 13 条一次绕射路径之间的 到达时间差 ($\Delta t_{15} \sim \Delta t_{27}$)
$\Delta t_1 = 1.220\text{ ns}$	$\Delta t_5 = 3.304\text{ ns}$	$\Delta t_{15} = 2.430\text{ ns}$
$\Delta t_2 = 1.313\text{ ns}$	$\Delta t_6 = 1.298\text{ ns}$	$\Delta t_{16} = 1.577\text{ ns}$
$\Delta t_3 = 0.121\text{ ns}$	$\Delta t_7 = 2.175\text{ ns}$	$\Delta t_{17} = 3.440\text{ ns}$
$\Delta t_4 = 2.751\text{ ns}$	$\Delta t_8 = 1.442\text{ ns}$	$\Delta t_{18} = 1.330\text{ ns}$
	$\Delta t_9 = 3.449\text{ ns}$	$\Delta t_{19} = 3.551\text{ ns}$
	$\Delta t_{10} = 1.343\text{ ns}$	$\Delta t_{20} = 3.229\text{ ns}$
	$\Delta t_{11} = 5.178\text{ ns}$	$\Delta t_{21} = 0.364\text{ ns}$
	$\Delta t_{12} = 3.392\text{ ns}$	$\Delta t_{22} = 0.502\text{ ns}$
	$\Delta t_{13} = 2.804\text{ ns}$	$\Delta t_{23} = 0.386\text{ ns}$
	$\Delta t_{14} = 1.304\text{ ns}$	$\Delta t_{24} = 0.840\text{ ns}$
		$\Delta t_{25} = 0.024\text{ ns}$
		$\Delta t_{26} = 0.020\text{ ns}$
		$\Delta t_{27} = 0.322\text{ ns}$

对表 2 中时间差相近的路径进行分时段波形分析. 直射与第 3 条一次反射路径,第 1、2 条一次反射路径与第 2、4、6、10 条二次反射路径,第 4 条一次反射路径与第 3、9 条二次反射路径,第 1、5、8 条二次反射路径,第 7 条二次反射路径,共分为 5 个时段来分析波形混叠原因. 选取并绘制第 1、5、8 条二次反射路径及混叠后的波形,并与检测点 B 的 x,y,z 方向的电场时域波形进行对比,如图 7 所示. 由于 x,y,z 方向绕

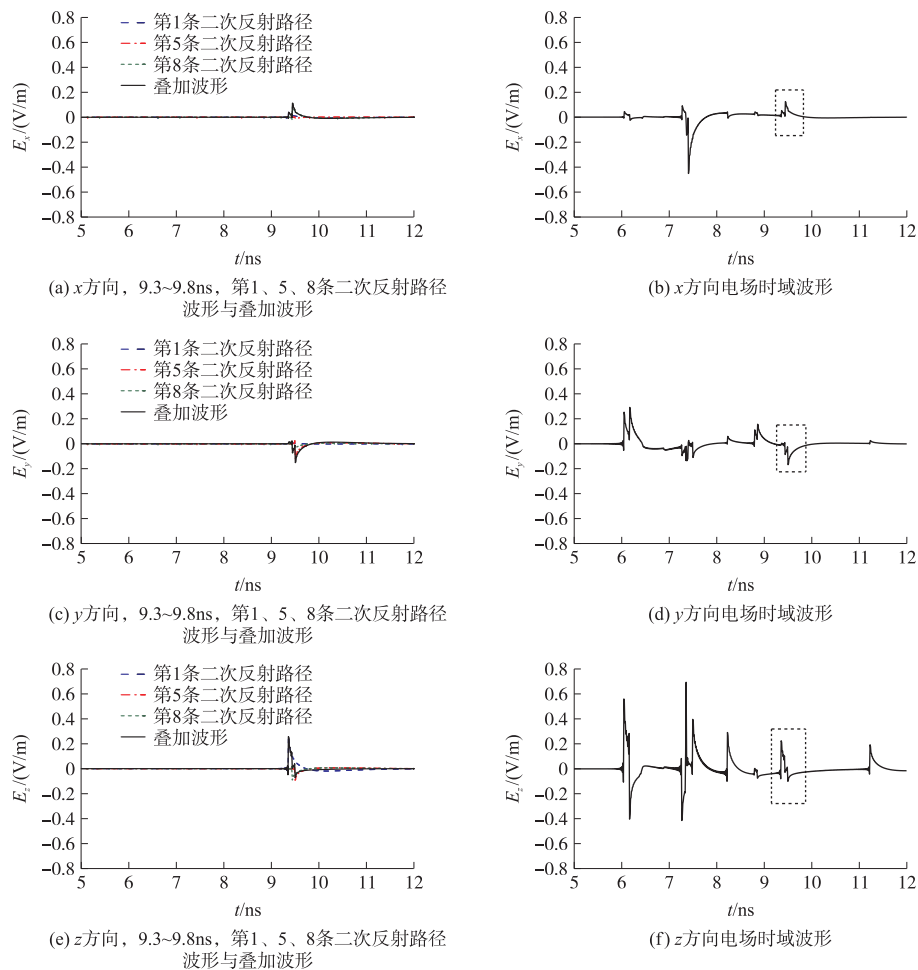


图 7 不同方向电场时域波形

Fig. 7 Electric field time-domain waveforms in different directions

射数值很小,对接收点的波形影响较小,故可以忽略绕射路径的影响。

观察图7中检测点B处 x 、 y 、 z 三个方向9.3~9.8 ns的电场波形,发现这个时间段出现波形混叠的原因是第1、5、8条二次反射路径的叠加,并且 z 方向的电场分量要明显大于 x 方向和 y 方向。其余时间段波形混叠原因:(1)5~6.5 ns的电场波形是由于直射与第3条一次反射路径的混叠。(2)6.5~8 ns的电场波形是由于第1、2条一次反射路径与第2、4、6、10条二次反射路径的混叠。(3)8~9.3 ns的电场波形是由于第4条一次反射路径与第3、9条二次反射路径的混叠。(4)9.8~12 ns的电场波形主要是第7条二次反射路径。

当局放源位于P处时,观察A、B两个检测点的电场时域波形。由于多径传播,局放电磁波在开关柜内传播过程中出现了直射、反射、绕射多条路径,不同路径到达的脉冲波形幅值和传播时间不一样,所以不同时间段出现波形混叠的原因不同。对比图5和图7发现,检测点B处的脉冲幅值要明显强于检测点A,检测点A处波形的混叠程度比检测点B处更严重,并且B点脉冲的到达时间整体早于A点。从安装难易程度考虑,B点位于开关柜电缆室侧板上,而A点位于开关柜电缆室底板上,实际的局放检测天线需要贴附安装在平面开阔区域,由于开关柜电缆室底板上有各种一次设备,侧板上的B点比底板上的A点更易摆放。综上所述,B点对比A点显然更适合安装局放检测天线。

3 结论

本文利用时域射线追踪算法,仿真计算不同检测点的电场时域波形,通过剥离不同传播路径并计算最短路径与其它路径的到达时间差,以此来分析检测点时域波形混叠的原因。对比研究一段时间内不同检测点波形混叠的严重程度和脉冲波形幅值的大小,可在一定程度上衡量该检测点是否适合摆放局放检测天线。研究结果将对分析超高频信号在开关柜中的传播特性提供帮助,为局部放电检测天线的安装布置提供参考依据。

[参考文献](References)

- [1] 汪晨,余嘉文,陈强. 10 kV 开关柜局部放电检测方法研究[J]. 计算技术与自动化,2021,40(1):73-78.
- [2] 张力,李军,张林元,等. 开关柜局部放电检测技术应用及研究现状[J]. 科技创新与应用,2022,12(26):172-175.
- [3] LIU Z X, LI Y X, ZHANG Z Y, et al. Diagnosis and analysis of wall bushing typical partial discharge fault in switchgear[C]//2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Chongqing, China: IEEE, 2018.
- [4] 杨洁,刘鑫,何良. 一起 35 kV 开关柜局部放电缺陷检测及分析[J]. 四川电力技术,2022,45(4):83-86.
- [5] SIGEL M, BELTLE M, TENBOHLEN S, et al. Application of UHF sensors for PD measurement at power transformers[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2017, 24(1):331-339.
- [6] ZANJANI M, AKBARI A, MIRZAEI H R, et al. Investigating partial discharge UHF electromagnetic waves propagation in transformers using FDTD technique and 3D simulation[C]//International Conference on Condition Monitoring & Diagnosis. Bali, Indonesia: IEEE, 2012.
- [7] 陈国源,王笑飞,孟卫杰. 开关柜局部放电特高频信号传输特性[J]. 电力科学与工程,2022,38(5):44-50.
- [8] 杜劲超. 真型变压器局部放电超高频信号传播特性与仿真建模研究[D]. 重庆:重庆大学,2019.
- [9] 任晶晶,冯荻,陈卫东. 基于时域射线法的 IR-UWB 信号穿墙传播建模与分析[J]. 微波学报,2012,28(2):9-15,21.
- [10] YAO R, ZHU W W, CHEN Z Q. An efficient time-domain ray model for UWB indoor multipath propagation channel[C]//2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. Orlando, FL, USA: IEEE, 2003.
- [11] YAO R, CHEN Z, GUO Z. An efficient multipath channel model for UWB home networking[C]//2004 IEEE Radio and Wireless Conference. Atlanta, GA, USA: IEEE, 2004:511-516.
- [12] 彭长青,许超,尚荣艳. 高压开关柜尖端放电的电场计算与分析[J]. 华侨大学学报(自然科学版),2020,41(2):244-249.
- [13] MILJANOVIC M, KEARNS M, STEWART B G. Simulation of partial discharge electromagnetic wave propagation in a switchgear compartment[C]//2021 IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP). Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2021.
- [14] RICHARD Y, GRACE G, CHEN Z Q, et al. UWB multipath channel model based on time-domain UTD technique[C]//IEEE Global Telecommunications Conference. San Francisco, CA, USA: IEEE, 2003.
- [15] 莫云程,顾剑峰,胡栓栓,等. 时域射线追踪技术在局部放电检测中的应用[C]//2021 全国天线年会论文集. 宁波:中国电子学会,2021.

[责任编辑:陈 庆]