第 52 卷 第 6 期：2768-2778 高电压技术 Vol.52, No.6: 2768-2778
2026 年 6 月 31 日 High Voltage Engineering June 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250897

Dynamitron 型 MV 级高压直流电源倍压网络电位分布精确计算方法

公维熙，庞　磊，刘瑞佳，姚永乐，张乔根
（西安交通大学电气工程学院，西安 710049）

摘　要：Dynamitron 型 MV 级高压直流电源在加速器质谱等领域应用广泛，对于 Dynamitron 型 MV 级高压直流电源中含非线性元件的复杂电容网络，传统方法难以准确、快速地求解其电位分布。针对这一问题，该文通过有限元仿真提取分布电容网络参数，并通过调谐等效方法获取了高压高频整流器结电容的非线性压变特性；在实现电容网络全部参数提取的基础上，通过对倍压网络进行分阶段电路分析，基于电路周期平均方法列写了电位分布的解析方程，结合硅堆结电容的压变特性，实现了 Dynamitron 型 MV 级高压直流电源倍压网络电位分布的快速求解。研制了 1 台输出电压为 2 MV 的高压直流电源样机，针对该样机内部倍压网络节点电位分布进行测量，结果表明基于该文计算方法所得结果与实验测试结果一致性较高，在安装尺寸偏差的影响下误差仍可低于 10%，准确度显著高于传统方法。该文研究可为Dynamitron型MV级高压直流电源倍压效率和紧凑性等指标的优化提供基础。
关键词：高压直流电源；分布电容网络；电位分布解析求解；结电容压变特性；电路周期平均

Accurate Analytical Solving Method for Potential Distribution in Multiplier of Dynamitron-type MV-class High Voltage DC Power Supply

GONG Weixi, PANG Lei, LIU Ruijia, YAO Yongle, ZHANG Qiaogen
(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Dynamitron-type MV-class high-voltage DC power supplies are widely used in many fields such as accelerator mass spectrometry. Conventional methods struggle to achieve rapid and accurate solving of the potential distribution of complex capacitor networks with nonlinear elements in Dynamitron-type systems. Addressing these issues, this study achieves distributed capacitance network extraction with finite element simulation, and obtains the nonlinear voltage-dependent characteristic of high-voltage high-frequency rectifier junction capacitances through resonance equivalent method. Based on results of capacitance network extraction, through piecewise circuit analysis on the multiplier network, analytical equations of the potential distribution were formulated with the circuit cycle-averaging method. The fast solving of the potential distribution of multiplier network of the Dynamitron-type MV-level high-voltage DC power supply is realized after taking into account the voltage-dependent characteristics of the silicon stack junction capacitance. A 2 MV-output HV DC power supply prototype was developed, and potential distribution of multiplier network within the prototype were measured experimentally. The results demonstrate that the solving results based on proposed method and experimental results are highly consistent. With consideration of assembly error, the error can be reduced to lower than 10%. The results indicate that the accuracy is significantly higher than that of conventional approaches. This study provides a basis for the optimization of voltage multiplication efficiency and compactness of Dynamitron-type MV-class high voltage DC power supplies.
Key words: high-voltage DC supply; distributed capacitor network; analytical potential distribution solving; voltage-dependent characteristic of junction capacitance; circuit cycle averaging

0　引言

高压型加速器质谱(accelerator mass spectro-metry，AMS)是高压型加速器与质谱分析相结合的一种核分析技术，在物理[1]、生物[2]、医学[3]、地质[4]、环境[5]等领域发挥着重要作用，其中加速器端电压是加速器的核心指标之一，也是开展各类应用的基础。在高压型加速器中，决定端电压的核心部件是 MV 级直流电源[6]。美国 RDI 公司利用频率

基金资助项目：智能电网重大专项(2030)(2025ZD0807800)。
Project supported by Smart Grid-National Science and Technology Major Project (2025ZD0807800).

较高时设备内部的寄生参数影响，首先提出了电容分布式能量耦合技术，并结合 Cockcrofty-Walton 倍压电路，研制了 Dynamitron 型加速器[7]。基于分布式电容能量耦合方式的 Dynamitron 型高压直流电源的基本结构由射频振荡器、两块射频耦合板、若干耦合环及其间接入的高压整流硅堆构成，通过射频振荡器产生的几十 kHz 至几百 kHz 高频交流电压进行驱动，在两射频耦合板间产生稳定的高频交变电场，并由设备内部大量射频能量耦合环电极对高频电场能量进行耦合，形成分布式的并联耦合驱动，经高频二极管整流后，再经串联叠加而产生 MV 级直流高压[8-9]。

由于该电源依赖耦合板与耦合环间的分布电容进行能量耦合，提高其倍压效率就需要压缩板-环间的绝缘距离，这种绝缘强度与倍压效率间的矛盾是系统设计中需妥善处理的主要问题。近年来，随着 AMS 趋于向小型化、简单化发展，对高压直流电源提出了高倍压效率、紧凑化的要求[10-11]。例如：要在保证绝缘安全的前提下提高倍压效率与紧凑程度，必然需要在设计过程中准确评估系统内的电场分布情况与总倍压系数，而这两者的评估则均依赖于系统内电位分布的准确计算。

将该多导体系统进行电路等效后，将得到 1 个由多导体间分布电容与具有非线性结电容的硅堆构成的复杂网络，当前已有研究多通过估算获取网络内的分布电容，且均缺少对系统内电压的准确计算方法，仅能借助简化估算公式或是电路仿真估计电位分布情况，因此多数已有系统均为了保证绝缘裕度而将板-环距离设置过大[12-13]，使得倍压效率低，成为该类电源的主要缺陷[14]。RDI 公司的 M. Cleland 给出了近似的系统倍增系数估算式，但仅能在特定结构下用于进行倍压效率的校核，且准确性较低，以此为基础进行参数设计需留出较大余量[8]。M. Nazari 等在设计中使用电路仿真方式对特定结构下的倍压网络倍增系数进行检验，但电路仿真中难以考虑整流器件结电容的非线性特性，使仿真结果不可避免地偏离实际，且由于该网络的复杂性，对于可能需要多轮迭代的优化设计流程而言，电路仿真耗时将过长[15]。Z. Ye 等针对 Dickson 倍增器推导了理论分析模型，但其并未考虑硅堆结电容在高压下的变化，且其研究对象与基于分布式电容构成的 CW 倍压电路在结构上存在区别，仍无法准确求解该种直流电源的电位分布[16]。因此，亟需提出一种准确、快速的计算方法，以实现对该种直流电源倍压网络中电位分布的准确求解。

本文针对 Dynamitron 型高压直流电源的设计，通过有限元仿真的方式提取分布电容网络，并通过实验测量了高压硅堆的结电容非线性压变特性；在此基础上，提出了考虑硅堆结电容压变特性的复杂网络电位分布的准确解析求解方法。随后研制了 1 台 MV 级高压直流电源，通过实验测试实际电位分布情况，对提出的求解方法进行了验证。

1　高压直流电源复杂电容网络参数提取

1.1　高压直流电源等效电路

图 1 为高压直流电源系统基本结构，其中射频振荡器以两线圈 L_1、L_2 表示，C_0 为耦合板与外壳间分布电容，C_{sc} 为耦合环与耦合板形成的主耦合电容，C_x 为同侧相邻两耦合环间电容，D 为整流硅堆。

根据图 1，可以分离出电压耦合中的基本单元，

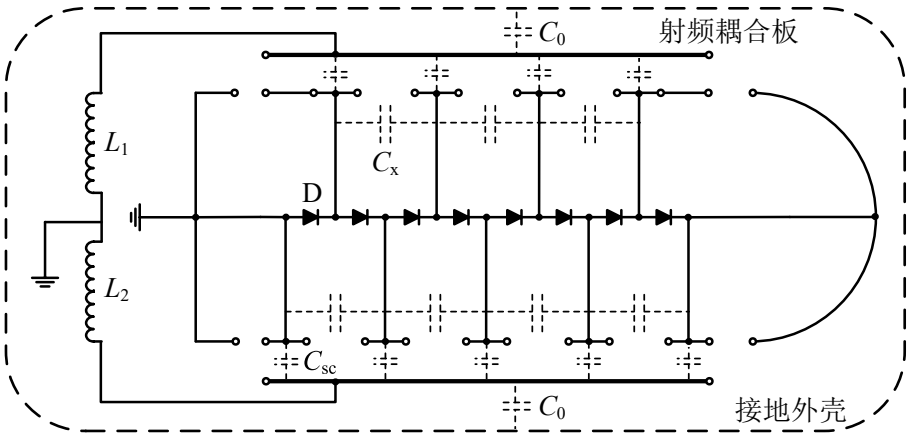


图 1　基于分布式电容耦合的 Dynamitron 型高压直流电源基本结构图

Fig.1　Structure diagram of Dynamitron-type high voltage DC supply based on distributed capacitance coupling

即单级的等效电路。单级等效电路如图 2 所示，U_{s1} 和 U_{s2} 为图 1 中线圈提供的交流电压，除 C_{sc}、C_x 外，还包含上下两侧耦合环间并联电容 C_y 或 C_z，C_y 为两耦合环为同一级时的并联电容，C_z 为两耦合环为相邻级时的并联电容，此外，C_y 与 C_z 由硅堆的结电容 C_d 以及两环间的气隙分布电容共同组成。

对于该单级等效电路，其能量耦合的本质是耦合电容 C_{sc} 与二极管两端等效并联电容 C_y 或 C_z 进行分压，据此能够给出每一级电路所提供输出电压 U 的估算式[8]为：

$$U = 2U_i / (1 + \frac{4C_{y/z}}{C_{sc}}) \tag{1}$$

式中：U_i 为输入电压；$C_{y/z}$ 为控制硅堆两端的等效并联电容。定义单级耦合系数 k 为：

$$k = 1 + \frac{4C_{y/z}}{C_{sc}} \tag{2}$$

当耦合板为半圆柱面时，由于各级相应电容基本一致，系统的总直流输出 U_o 表达式如下：

$$U_o = \frac{NU_i}{k} - \frac{NI}{kfC_{sc}} \pm \frac{I}{2fC_{sc}} \tag{3}$$

式中：N 为系统总耦合级数；k 为前述单级耦合系数；I 为负载电流大小；f 为射频振荡器提供的高频电压频率。

式(3)中第 1 项为各级耦合电路耦合整流产生的直流电压，第 2 项为由负载电流造成的输出电压跌落，第 3 项则为直流电压上的高频纹波。从式(2)、式(3)可以看出，为提高输出电压、降低纹波，应当尽可能增大耦合环电极与耦合板间的电容 C_{sc}；同时还应当控制硅堆两端的等效并联电容 $C_{y/z}$。

1.2 复杂网络分布电容提取

由于分布电容直接决定单级倍压效率，准确提取网络中的分布电容是进行电位分布求解的基础。在给定系统结构设计的情况下，常根据设计尺寸相应构建系统的 3D 模型，通过有限元仿真方式提取相应多导体间的互电容矩阵[17]，对照等效网络拓扑即可获取相应的分布电容数值。

高压直流电源某一级的结构截面如图 3 所示，图中耦合环形状经过特殊设计以尽可能抑制电场局部增强，耦合环通过支撑骨架安装于环氧支撑板上，上下两侧耦合环间接有保护球隙，并联于硅堆两侧。用于电容提取的系统基本结构参数如表 1 所示。结合单级截面结构及表 1 中提供的尺寸参数进行线性阵列操作即可得到相应的 3D 模型。其中，耦合环与保护球隙为 304 不锈钢材料，耦合板与外壳为 5083-H112 铝合金材料；环氧板材料为 EPGC306 材料，其相对介电常数设置为 4。利用 COMSOL Multiphysics 对构建的 3D 模型进行有限元仿真，即可计算得到各导体间形成的分布电容大小。

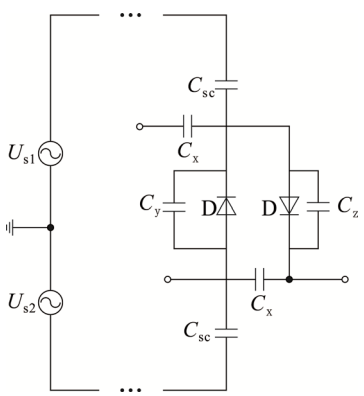


图 2 Dynamitron 型高压直流电源单级电路图

Fig.2 Diagram of equivalent circuit of single stage of Dynamitron-type high voltage DC supply

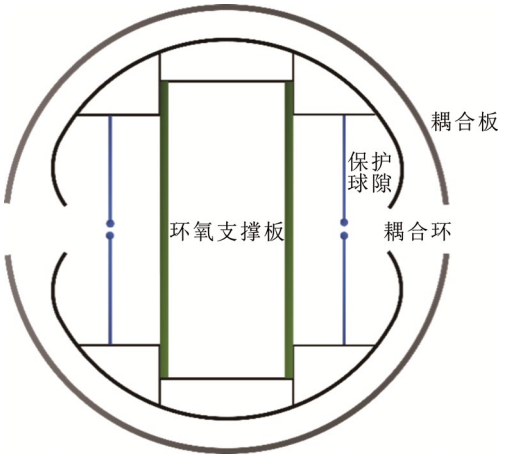


图 3 高压直流电源单级结构示意图

Fig.3 Structure diagram of single stage of high voltage DC supply

表 1 基本结构参数

Table 1 Basic structure parameters

参数名称	数值
耦合板半径/mm	420~650
耦合环半径/mm	400
金属外壳内径/mm	723
上下耦合环末端间距/mm	50
同侧耦合环边缘间距/mm	10
上下耦合板边缘间距/mm	110
保护球隙间距/mm	4
总有效级数	52

在给定结构参数下，得到分布电容值如图 4 所示。为尽可能缩小系统体积，实现电源系统的小型化，结构设计时将两耦合板设计为半圆锥形，其半径由输入侧至输出侧逐渐增大，因此各级分布电容也有所不同。从提取结果可知，主耦合电容 C_{sc} 值多为数 pF，仅有输入侧的若干级为 10~35 pF；同侧相邻环间电容 C_x 基本均为 32 pF 左右，而上下两侧耦合环间分布电容 $C_{y/z}$ 则均为 1 pF 左右。

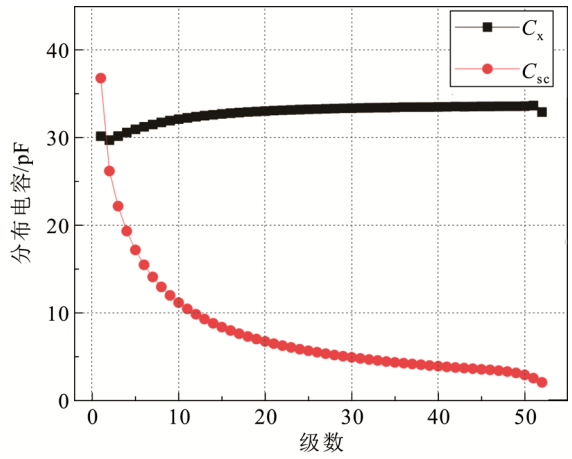
1.3　硅堆结电容的压变特性与动态电容提取

在倍压网络中，高压硅堆并联接入异侧耦合环间以进行整流。因此，硅堆的结电容同样是 C_y 与 C_z 的重要组成部分。由于半导体器件 PN 结在承受反向偏置电压时存在耗尽层变厚的效应，将使得构成结电容的耗尽层电容随反向电压升高而降低，宏观上体现为结电容的压变现象[18]。

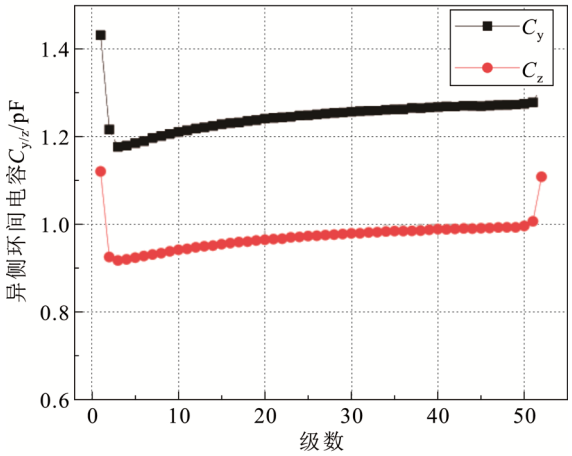
结电容随电压变化意味着该复杂网络中的电位分布与结电容变化存在耦合，如要准确计算电位分布，就需要考虑结电容的动态特性。为获取硅堆的结电容动态特性，改造了原用于提供该系统倍压电路射频输入的射频振荡器系统，利用其端口阻抗角对交流输出侧的电容值敏感的特性[19]，并将两根硅堆反向串联后并联于输出侧，从而将结电容的变化转化为相位差的变化，方便地实现了结电容随两端交流电压变化的特性测试。

实验中，选取 8 个硅堆，两两反向串联后全部并联作为被测组合连接至变压器副边，同时变压器副边并联有由平行板构成的气隙电容，其具有电容值不随电压变化的特性。在极低电压下调节逆变器开关频率，以使电压电流相位差为 0，此时逐渐升高电压，并记录不同电压下的电压电流相位差，得到相应的相位差-电压曲线，该相差即为被测硅堆组合的压变特性所致。测量完毕后，使用经过阻抗分析仪实测的不同值标准电容进行同样测试，得到相应的电容-相位差曲线。将相位差-电压曲线与电容-相位差曲线相结合，即可得到硅堆结电容的电容-电压曲线。

图 5 为测量所得单组(2 根硅堆串联)的总结电容随反向电压变化曲线，该结果是对多组上述硅堆组合的测量结果取平均值所得。从结果可知，硅堆的静态结电容约 1 pF，与前述异侧环间分布电容大小接近，因此结电容的变化对 C_y 与 C_z 的影响将会更明显。而当反向电压达到 20 kV 以上时，结电容将下降至静态电容的 1/2，且下降趋势也趋于平缓。



(a) 同侧相邻环间电容C_x与主耦合电容C_{sc}



(b) 上下两侧耦合环间并联电容C_y与C_z

图 4　各级分布电容提取结果

Fig.4　Distributed capacitance extraction results of different stages

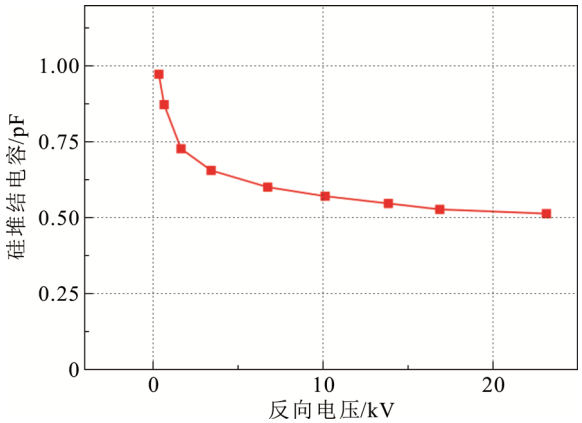


图 5　硅堆结电容随反向电压变化的动态特性曲线

Fig.5　Dynamic characteristic of junction capacitance of silicon stacks with varying reverse voltage

结合上述结果，硅堆结电容的压变效应会使 C_y 与 C_z 在升压过程中降低约 25%，忽略这一效应必然导致电位分布计算结果与实际出现明显偏差。

结合 1.2 节与 1.3 节内容，该复杂网络中的所有电容参数均已提取完毕，将电容参数代入网络中并进行电路仿真能够获得电位分布情况，但这种方法难以对硅堆结电容的压变效应进行考虑，将导致仿真结果偏离实际，且对于多级系统将大大增加迭代设计的耗时，因此还需提出更快速、更准确的复杂网络电位分布求解方法。

2 基于周期平均的复杂网络电位分布解析求解方法

第 1 章中构建的电容网络包含具有非线性特性的硅堆器件，其在导通或关断的不同状态下将使等效电容网络拓扑发生变化，通过对电路在完整周期内的运行状态进行分析，即可按照硅堆组导通状态将电路划分为不同运行阶段，使特定阶段内电容网络拓扑不变，针对各阶段分别进行分析即可实现对完整周期的求解。因此，首先对倍压电路的运行过程进行分析以划分运行阶段，确定相应的等效电容网络拓扑。

2.1 倍压电路运行过程分阶段分析

首先通过电路仿真分析倍压级数较低的电路的各主要运行波形，倍压级数 m 取 2 时电路仿真波形如图 6 所示。图中，U_s 为输入电压峰值，U_1、U_2、U_3 分别为 3 个主耦合电容电压。从波形结果可见，各耦合电容波形并非理想正弦波形，若直接进行瞬态求解必然极为复杂。但各个电容电压峰值均与输入电源电压处于同一时刻，基于这一特性，可对电路进行半周期平均方程求解，以方便地计算各电压峰值。利用电压峰值即可计算出倍压网络中各电容两端电压的平均值分布及相应的纹波情况，以此为基础即可获得倍压网络内各处的电位分布情况。下文中分别以 D_y、D_z 代指下标为奇数或偶数的硅堆组。

图 6 包含 A、B、C、D 共 4 个电路工作阶段，其描述如下所述。

1）阶段 A(t_1~t_2)：硅堆组 D_y 导通，A 阶段结束时各电容与电源同时达到峰值。

2）阶段 B(t_2~t_3)：所有硅堆截止，等效为单一结电容，电路为纯电容网络。

3）阶段 C(t_3~t_4)：硅堆组 D_z 导通，C 阶段结束时各电容与电源同时达到峰值。

4）阶段 D(t_4~t_1')：所有硅堆截止，等效为单一结电容，电路为纯电容网络。

2.2 网络电容电压的解析求解

图 7 为单级倍压电路在半周期(阶段 D-A)中的等效电路与相应的电荷传递路径。为标记方便，将电容 C_y 或 C_z 统一标记为 C_D，C_{sc} 标记为 C，C_x 仍与前述定义一致，D 表示硅堆，下标表示其编号，例如 $C_{x(2k-1)}$即为第 $2k$−1 级 C_x。

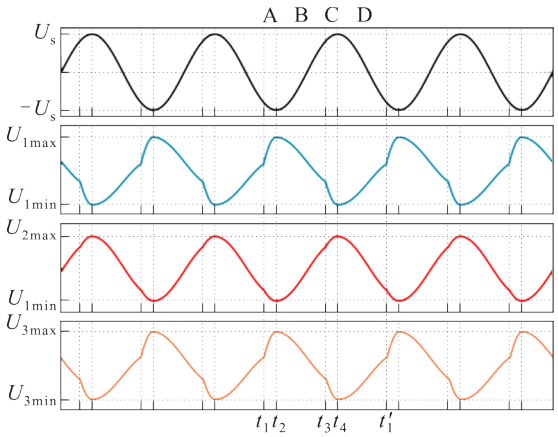


图 6 倍压级数 m=2 时的主耦合电容电压波形

Fig.6 Waveforms of voltage of coupling capacitors when m=2

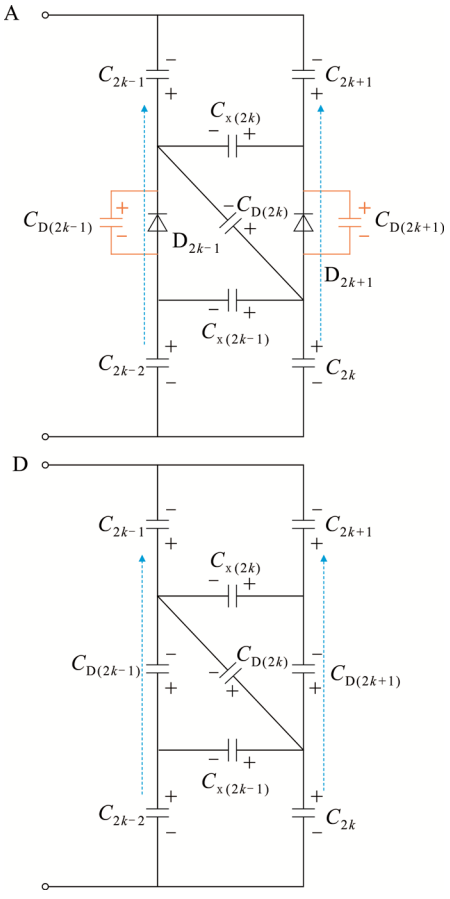


图 7 单级倍压电路在 D-A 半周期中的电荷传递路径示意图

Fig.7 Diagrams of charge transferring path in a half cycle of stage D&A

对于一个有效耦合级数为 m 的网络，将共计包含 $6m$–4 个电容，对应 $12m$–8 个待求解的电压最值，考虑到并联在硅堆两端的电容 C_y 或 C_z 的电压最小值自然为硅堆导通压降，实际存在 $10m$–7 个待求解值。通过在不同的峰值时刻列写基尔霍夫电压方程，在半周期内列写平均基尔霍夫电流方程，求解该方程组即可实现网络电压的求解。下文中与电容具有相同下标的 U 即为相应电容两端的电压，如 U_{2k-1} 即为电容 C_{2k-1} 两端的电压。

阶段 A 结束时，上半侧输入电压取负峰值–U_s，此时 C_{2k-1} 上的电压 U_{2k-1} 取最大值，根据基尔霍夫电压方程，由于 D_{2k-1} 导通，则有：

$$U_{2k-1,\max}=\begin{cases}U_s-U_{th}, & k=1\\ 2U_s+U_{2k-2,\min}-U_{th}, & 2\le k\le m\end{cases} \tag{4}$$

式中：U_{th} 为硅堆的导通压降。

此时硅堆组 D_z 均为截止状态，其承受的反向电压即为相应硅堆并联电容上的最大电压，对 C_{2k-1}–$C_{D(2k)}$–C_{2k} 支路列写基尔霍夫电压方程，可得：

$$U_{D(2k)}=2U_s+U_{2k,\min}-U_{2k-1,\max},\ k\le m-1 \tag{5}$$

阶段 A 中主要进行自 C_{2k-2} 向 C_{2k-1} 的电荷传递，横向电容 $C_{x(2k)}$ 的电压变化基本可以忽略，电压的极值可近似取在阶段 A 结束时刻，因此有：

$$U_{x(2k-1),\max}=U_{x(2k),\max}=U_{D(2k)}-U_{th},\ k\le m-1 \tag{6}$$

在半个周期内(阶段 B-C 中或是阶段 D-A 中)，电源电压完成一次正负极值变化，期间各个耦合电容依次向下一级耦合电容传递等值电荷。整个电源系统在一个周期内向负载提供的电荷量记作 q，则每个耦合电容在其被充电的半周期内均获得大小为 q 的电荷，在放电半周期内则向下一级提供大小为 q 的电荷。根据这一基本原理，可列写基尔霍夫电流方程的积分形式。在阶段 D-A 中，C_{2k} 向下一级提供电荷，当 k 取 m–1 时，该耦合电容提供的电荷 q 中，q/2 提供给负载，另外 q/2 则提供给 C_{2m-1}，因此相应的平均基尔霍夫电流方程如式(7)、式(8)所示，其中式(8)为 k 取 m–1 时的方程。

式(4)—(6)共包含 $4m$–3 个方程，对于阶段 C 同样能按照同一分析方式列写同样数量的方程；而式(7)、式(8)共包含 m 个方程，对于阶段 B-C 对应的半周期能够相应写出 m–1 个方程。对应的推导过程列于附录 A 中。此时对于该网络已获得共 $10m$–7 个方程，满足求解全部未知量的要求。

$$\begin{aligned}C_{2k}(U_{2k,\max}-U_{2k,\min})=&C_{x(2k-1)}U_{x(2k-1),\max}-\\&C_{x(2k-1)}U_{x(2k-1),\min}-\\&C_{x(2k+1)}U_{x(2k+1),\max}+\\&C_{x(2k+1)}U_{x(2k+1),\min}+\\&C_{D(2k+1)}(U_{D(2k+1)}+U_{th})+\\&C_{D(2k)}(U_{D(2k)}+U_{th})+q\end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}C_{2m-2}(U_{2m-2,\max}-U_{2m-2,\min})=&C_{D(2m-2)}U_{D(2m-2)}+\\&C_{D(2m-2)}U_{th}+\\&C_{D(2m-1)}U_{D(2m-1)}+\\&C_{D(2m-1)}U_{th}-\\&C_{x(2m-3)}U_{x(2m-3),\max}+\\&C_{x(2m-3)}U_{x(2m-3),\min}+q\end{aligned} \tag{8}$$

由于电荷量 q 在该电源系统中与输出电压相关，同样是未知量，因此还需引入 1 个表达式，用输出电压的最大最小值取平均作为近似的输出电压平均值，设负载电阻为 R_L，则有：

$$\frac{U_{2m-1,\max}+U_{2m-1,\min}}{2}=qR_Lf \tag{9}$$

上述方程构成了一个多元线性方程组 $\boldsymbol{AU}=\boldsymbol{B}$，其中 $\boldsymbol{A}$ 为由电容构成的系数矩阵，$\boldsymbol{U}$ 为各待求解电压向量，$\boldsymbol{B}$ 为由硅堆管压降、输入电压等构成的常向量，对其进行求解即可得到系统中所有电容两端的电压峰值分布情况。而根据全部电容两端的电压结果，可直接计算出倍压网络内任意点的电位分布情况。

2.3　硅堆串接保护电阻影响的讨论

上述分析模型中，仅考虑了电容与硅堆，而在真实系统中，为避免绝缘失效时暂态电流对硅堆造成损坏，需要串接一定大小的保护电阻，而保护电阻的引入将使得模型变得更复杂。但保护电阻对系统的影响大小主要取决于保护电阻阻值以及系统的输出电流，保护电阻阻值较低或系统输出电流较小时，保护电阻的影响就相对较弱。

本文所设计的高压直流电源面向较低功率、较小束流的加速器应用，相应额定输出电流通常仅数毫安，接近空载运行，因此，较小的保护电阻(10 kΩ)并不会对系统内的电位分布或是基本运行波形造成明显影响，求解中可将其忽略。

2.4　考虑硅堆压变效应的求解方法

结合 1.3 节中对硅堆结电容压变效应的分析，求解过程中电容 C_D 将与对应的电压 U_D 有关，因此求解中采用迭代方式处理这一耦合关系。近似认为结电容在半周期保持一个定值，而该定值由半周期

内 U_D 的平均值决定，相应形成图 8 所示求解流程，其中 ε 为给定的误差允许值，此处取 10^{-6} pF。

利用这一求解方法，经过较少次数的迭代，即可计算出考虑结电容压变效应后的电位分布情况，而不至使求解复杂化。

2.5 求解方法准确性的仿真验证

为对所提出的求解方法进行初步验证，利用图 4 中提取的电容参数在 PSIM 中搭建仿真电路，其中结电容按照静态电容考虑，仿真获得各耦合环上的电位分布后分别与本文提出的求解方法所得结果、式(1)中的近似估算公式计算结果进行对比，两者的相对误差情况如图 9 所示。

从图 9 误差情况看，所提出的求解方法对各级耦合环上电位分布、总倍压系数的求解误差均远低于近似估算公式，平均各级耦合环电压的计算误差仅为 1.13%。因此，在不考虑硅堆结电容压变特性时，所提出的解析求解方法能够获得与电路仿真接近的准确度，且所提出方法能够更加方便地对结电容压变特性进行考虑，从而解决了使用电路软件仿真难以考虑非线性结电容的问题，同时大大节省了计算时间。

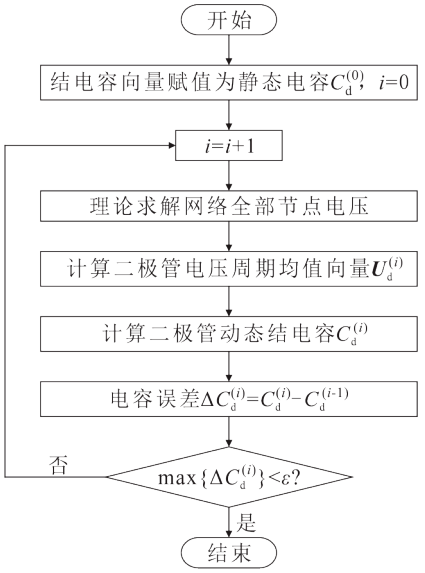


图 8 考虑结电容压变效应的求解流程图

Fig.8 Flowchart of potential solving considering junction capacitance variation

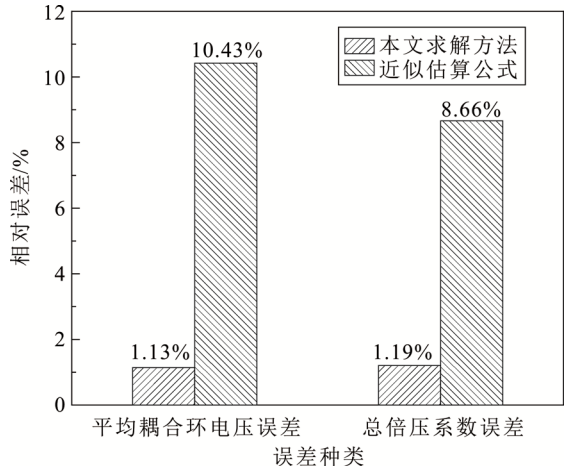


图 9 本文求解方法及近似估算公式与仿真结果的误差对比

Fig.9 Error comparison between proposed solving method, estimation equation and simulation results

3 电位分布求解结果的实验验证

根据前述设计方案，制作了 1 台如图 10 所示的高压直流电源样机，部分结构参数见表 1。

该高压直流电源样机设计输出电压为 2 MV，所有结构密封于金属外壳中，并充有 0.6 MPa 的 SF_6 气体以保证绝缘。

为对上述求解结果进行进一步的实际验证，在样机平台上设计实验，以获得各级耦合环上电位分

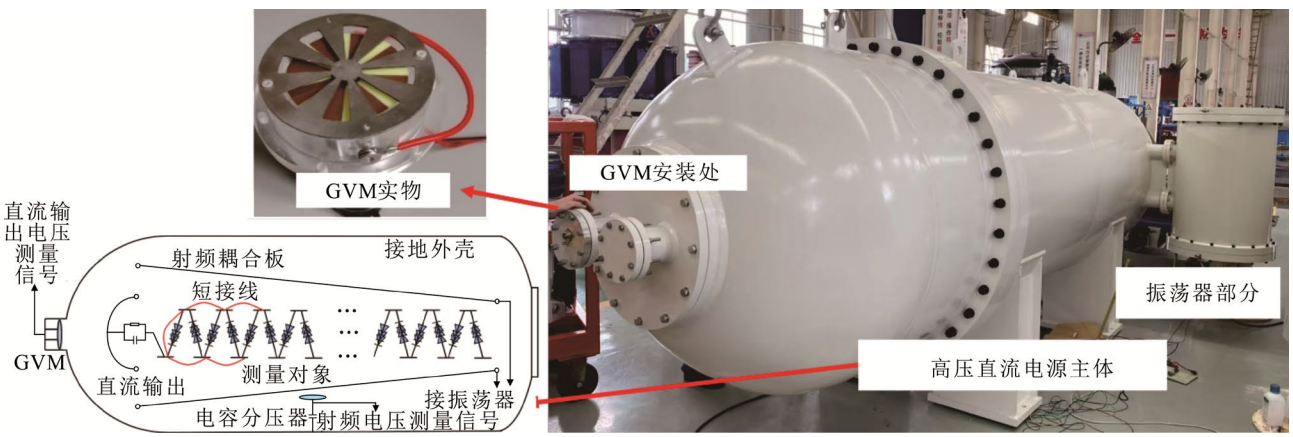


图 10 高压直流电源样机实物图及电位分布实验测试方案示意图

Fig.10 Diagram of high-voltage DC source prototype and experimental setup of potential distribution measurement

布的实测数据，实验方案如图 10 所示。由于无法直接对系统中某一级耦合环的电压进行测量，仅能对末端总输出进行测量，为了近似获得不同级数耦合环的电压，将该级耦合环后全部硅堆短接，使末端输出与该级耦合环电压相同，即可实现特定耦合环上电压的测量。对于末端输出的测量，考虑到采用电阻分压器可能存在参数漂移问题，本文采用自研旋转伏特计(GVM)实现输出电压的测量[20]，其能够实现稳定、准确的直流电压测量，其实物图与安装方式如图 10 所示。对于该自研 GVM，首先使用高精度高稳定直流电源进行标定，标定中完全模拟系统原有的输出侧电场分布情况，保证标定的可靠性。

为避免常规电容分压器由于介质损耗带来的参数漂移等问题，射频电压的测量通过图 10 所示自制电容分压器实现，射频耦合板外侧安置的金属圆盘与射频耦合板构成的气隙分布电容作为电容分压器的高压臂，低压臂使用贴片陶瓷电容。实验前，利用经标定校核的高压探头(型号 Tektronix P6015A)对分压器进行标定以保证测量的准确性。

电位分布实验测试在空气中进行，因此为保证运行安全，实验均在相对较低的输入电压下进行测试。对于特定短接级数，通过调节初级直流输入电压保证射频电压测量值达到特定的相同值，此处为上下板总峰值电压 3 kV，此时记录 GVM 的测量读数(实验中应保证 GVM 的转速始终不变)，以测量得到的直流输出电压与射频峰值电压的比作为此时未被短接的耦合级数提供的累计倍压系数。此外，每次短接过后，系统进行实验时均按照正常安装方式进行完整组装以最大程度模拟真实运行情况。改变短接级数并重复上述过程，即可获得不同有效耦合级数提供的累计倍压系数情况。

该种方案下得到的不同级数电位分布必然与正常运行中的电位分布存在区别，因此不应与解析求解结果直接对比，需要根据实验测试方案中的等效电路对解析方程组进行修正。根据图 2 给出的单级电路，一级耦合环被短接时，其对应的上下主耦合电容相互串联，当若干级耦合环被短接，它们的上下主耦合电容分别彼此串联后共同并联在一起成为一个输出侧大电容；而未被短接的部分等效电路不变，根据这一电路对解析方程组可做简单修正。

利用修正后的方程组，对短接不同级数时的对应末端输出电压进行求解，所得结果与实验测试结果对比如图 11 所示。从结果可见求解所得电位分布

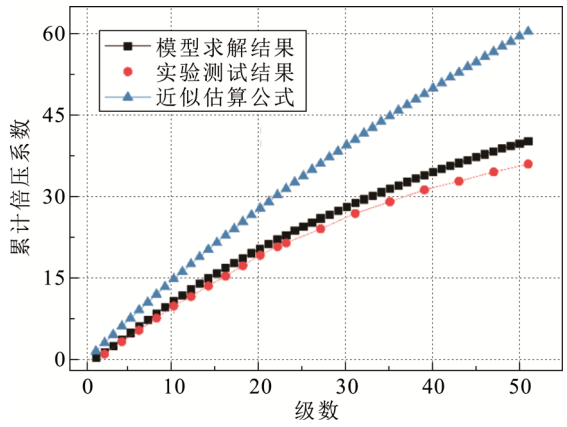


图 11　所提出的解析求解方法电位分布求解结果与实测结果、近似估算公式结果的对比

Fig.11　Potential distribution comparison between proposed method, experimental and estimated results

略高于实测结果，两者间的偏差约为 10%。而对于采用半圆锥形耦合板的样机，采用近似估算公式得到的结果误差极大，可达 67.6%。可见本文提出的解析求解方法能够实现准确度远高于近似估算公式的结果，且并不增加计算耗时。

对于仍存在的 10%误差，考虑到 2.5 节中求解方法与仿真结果的对比，可以认为在正确的电容参数下，所提出的解析求解方法能够得到准确的结果，因此图 11 中的误差可能主要来源于对分布电容的提取环节。

图 4 中提取的电容结果是基于一个按照系统设计图纸构建的 3D 模型进行有限元仿真计算获得的，而在样机的生产、组装过程中难以保证电极结构尺寸、装配状态与设计图纸完全一致，而这些加工、安装偏差将直接影响该多导体系统中的分布电容大小，导致通过模型计算得到的电容与实际电容存在差异。为研究安装尺寸偏差对计算倍压系数的影响，考虑了多种安装中易发生的安装偏差情况，例如两侧耦合环间距相较设计值有所缩小、两耦合板间距有所增大或是耦合板的位置发生平移。

图 12 中给出了在组装过程中发生上述安装偏差时将会引发的倍压系数变化。从结果可见安装偏差对系统真实性能的影响不可忽略，当前解析求解结果与实测结果的差距也可能来源于此。因此，在后续样机改进中，应当更为严格地控制加工公差，并尽可能保证装配情况与设计图纸相一致。在这一前提下，所提出的解析求解方法得到的结果与真实情况的偏差将会明显降低，从而可用于指导系统的优化设计。

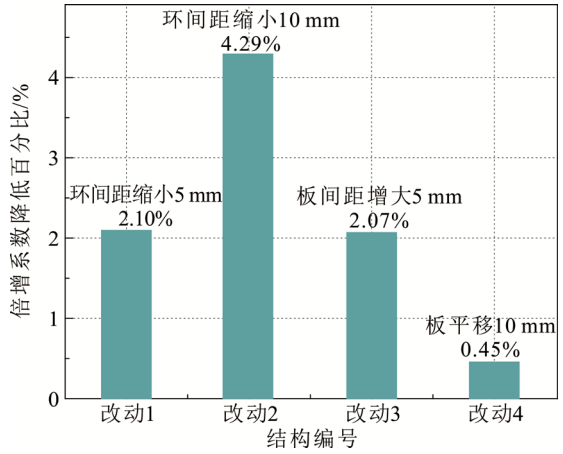


图 12 不同安装偏差引发的倍压系数变化情况

Fig.12 Variation of multiplying ratio with different types of assembly deviation

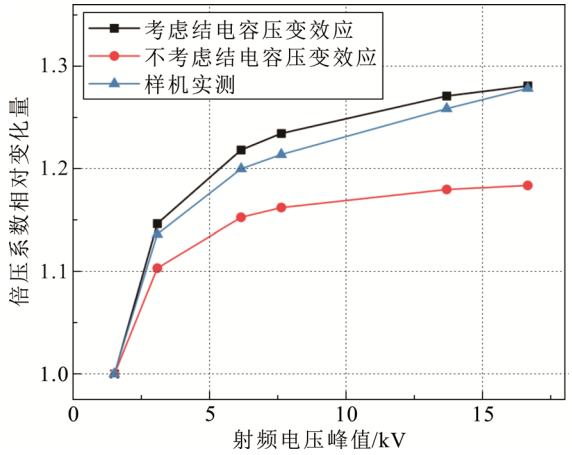


图 13 考虑/不考虑结电容压变效应的求解结果与实测结果的对比

Fig.13 Comparison between solving result with or without considering C_d voltage-dependent characteristic and experimental results

此外，图 13 给出了考虑及不考虑结电容压变效应时的解析求解结果与实测结果的对比，此处在搭建的样机平台上实验测试了不同射频输入电压下的总倍压系数。为了直观展示由于结电容效应引起的倍压系数随输入电压升高而升高的现象，此处以较低输入电压下的倍压系数为基准，纵轴展示升高射频输入电压过程中倍压系数相对该基准值的变化情况。可以看到，样机实测结果与考虑结电容压变效应时的解析求解结果一致性更好。

综上所述，本文所提出的考虑结电容压变效应的解析求解方法能够得到最接近实际的电位分布结果，其准确度显著高于近似估算公式或是无法考虑结电容压变效应的电路仿真，同时计算时间相较电路仿真而言大大降低。

4 结论

1）本文针对 Dynamitron 型高压直流电源结构，利用有限元仿真提取了其分布电容网络，并利用等效调谐方法实验测试了整流高压硅堆在不同反向截止电压下结电容的压变特性。

2）在提取的电容参数基础上，结合分阶段电路分析与周期平均方法，列写了网络内电容电压的解析方程，结合所测得的硅堆结电容压变特性，利用矩阵方法对所得方程组进行求解，实现了电位分布的快速、准确求解，同一电容网络下与电路仿真的误差约为 1%，远低于近似估算公式的 10%。

3）搭建了 1 台 Dynamitron 型高压直流电源样机，实验测试了内部耦合环电位分布情况与不同射频输入电压下的总倍压系数。将实测结果与求解结果进行了对比，结果表明本文提出的解析求解方法在考虑安装误差时所得结果误差小于 10%，远低于近似估算方法 67.6%的误差；相较于电路仿真，考虑结电容压变效应的解析求解方法能够更准确地反应倍压系数随射频输入电压升高的现象。因此所提出的解析求解方法显著优于已有的传统方法。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] ELMORE D, ANANTARAMAN N, FULBRIGHT H W, et al. Half-life of ^{32}Si from tandem-accelerator mass spectrometry[J]. Physical Review Letters, 1980, 45(8): 589-592.

[2] JIANG S, HE M, DONG K J, et al. The measurement of ^{41}Ca and its application for the cellular Ca^{2+} concentration fluctuation caused by carcinogenic substances[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms, 2004, 223-224: 750-753.

[3] DONG K J, HE M, WU S Y, et al. Application of ^{41}Ca tracer and its AMS measurement in CIAE[J]. Chinese Physics Letters, 2004, 21(1): 51-53.

[4] BENNETT C L, BEUKENS R P, CLOVER M R, et al. Radiocarbon dating using electrostatic accelerators: negative ions provide the key[J]. Science, 1977, 198(4316): 508-510.

[5] LOWE D C, BRENNINKMEIJER C A M, MANNING M R, et al. Radiocarbon determination of atmospheric methane at baring head, New Zealand[J]. Nature, 1988, 332: 522-525.

[6] VISSER J, MOUS D J W, GOTTDANG A, et al. Considerations on accelerator systems requirements and limitations for μ-probe application[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms, 2005, 231(1/4): 32-36.

[7] CLELAND M R, FARRELL P. Dynamitrons of the future[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1965, 12(3): 227-234.

[8] THOMPSON C C, CLELAND M R. Design equations for dynamitron type power supplies in the megavolt range[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 1969, 16(3): 124-129.

[9] JIMBO K, KATOH Y, KOHYAMA A, et al. A novel, very compact 1.0 MV singletron™ accelerator[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2002, 488(1/2): 466-470.

[10] GOTTDANG A, MOUS D J W, HAITSMA R G. The novel HVEE 5 MV Tandetron™[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms, 2002, 190(1/4): 177-182.

[11] MOUS D J W, HAITSMA R G, BUTZ T, et al. The novel ultrastable HVEE 3.5 MV Singletron™ accelerator for nanoprobe applications[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms, 1997, 130(1/4): 31-36.

[12] SHARMA D K, RAJAN R N, SRIVASTAVA S K, et al. H. V. support structure of 3MVDC generator and its protection from HV discharges in vacuum and SF_6 gas for DC electron Accelerator[C]//Proceedings of the 2014 International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum. Mumbai, India: IEEE, 2014: 649-651.

[13] SHARMA D K, NANU K, DEWANGAN S, et al. Performance of 3 MV voltage multiplier for 3 MeV, 30 kW DC electron beam accelerator at EBC, Kharghar[C]//Proceedings of the 43 Particle Accelerators. Mumbai, India: [s.n.], 2011.

[14] 姜灿. 基于假初级补偿的绝缘芯变压器型高压电源研究[D]. 武汉：华中科技大学，2022.
JIANG Can. Study on ICT-type high-voltage power supply based on dummy primary winding compensation[D]. Wuhan, China: Huazhong University of Science and Technology, 2022.

[15] NAZARI M, GHASEMI F, ABBASI F, et al. Design and simulation of a 1 MeV, 100 mA parallel-fed capacitive coupled cascade industrial accelerator[J]. Journal of Instrumentation, 2020, 15(1): T01001.

[16] YE Z C, SURAKITBOVORN K, LIN C H, et al. Design of a high-voltage low-ripple converter with high-frequency Dickson multipliers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(1): 401-410.

[17] 黄文冬，王鹏，朱英伟，等. Hairpin 绕组电机电压分布仿真计算与绝缘优化[J]. 高电压技术，2023，49(6)：2458-2465.
HUANG Wendong, WANG Peng, ZHU Yingwei, et al. Voltage distribution simulation and insulation optimization of Hairpin winding motor[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2458-2465.

[18] 王乐衡，孙凯，郑泽东，等. 考虑米勒电容分层耗尽的数据手册驱动型 SiC MOSFET 模型[J]. 高电压技术，2025，51(2)：876-889.
WANG Leheng, SUN Kai, ZHENG Zedong, et al. Datasheet-driven SiC MOSFET model considering multi-layer depletion of miller capacitance[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(2): 876-889.

[19] GONG W X, PANG L, YAO Y L, et al. A solid-state high-voltage RF oscillator with CLLC-type resonant topology and its parameter optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 13285-13299.

[20] LI X A, WANG S X, LV X X, et al. Design and testing of a high-precision generating voltmeter for metal-enclosed megavolt level DC voltage source[J]. Review of Scientific Instruments, 2024, 95(4): 045008.



公维熙
1999—，男，博士生
主要从事高压直流电源的研究工作
E-mail: pommele@stu.xjtu.edu.cn

GONG Weixi
Ph.D. candidate



庞　磊(通信作者)
1981—，男，博士，教授，博导
主要从事高压电力电子装备关键技术与状态评价与宽频绝缘基础及耐电性能提升技术的研究工作
E-mail: panglei_2013@mail.xjtu.edu.cn

PANG Lei
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-06-16　在线出版日期　2025-08-21　　编辑　卫李静

附录 A：阶段 B-C 的方程推导过程

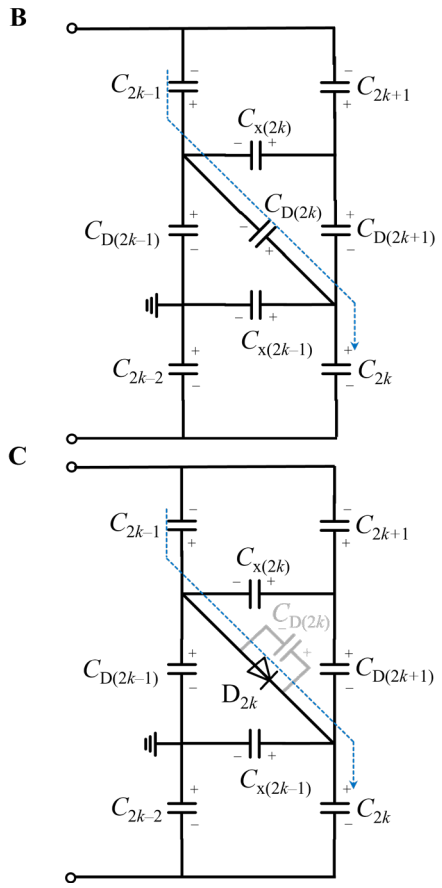


图 A1　单级倍压电路在 BC 半周期中的电荷传递路径示意图

Fig.A1　Diagrams of charge transferring path in a half cycle of stage C&B

对于阶段 C，相应电容的电压分析与阶段 A 相似，根据基尔霍夫电压方程可相应写出：

$$U_{2k,\max}=2U_s+U_{2k-1,\min}-U_{\text{th}},\ k\le m-1 \tag{A1}$$

$$U_{\text{D}(2k-1)}=\begin{cases}U_{\text{s}}+U_{2k-1,\min},\ k=1\\ 2U_{\text{s}}+U_{2k-1,\min}-U_{2k-2,\max},2\le k\le m\end{cases} \tag{A2}$$

$$U_{\text{x}(2k-1),\min}=U_{\text{D}(2k-1)}-U_{\text{th}},\ k\le m-1 \tag{A3}$$

$$U_{\text{x}(2k),\min}=U_{\text{D}(2k+1)}-U_{\text{th}},\ k\le m-1 \tag{A4}$$

在阶段 B-C 中，C_{2k-1} 向下一级提供电荷，因此对于 $1\le k\le m-1$ 有：

$$\begin{aligned}C_1(U_{1,\max}-U_{1,\min})=&C_{\text{D1}}(U_{\text{D1}}+U_{\text{th}})+\\ &C_{\text{D2}}(U_{\text{D2}}+U_{\text{th}})+\\ &C_{\text{x2}}(U_{\text{x2},\max}-U_{\text{x2},\min})+q\end{aligned} \tag{A5}$$

$$\begin{aligned}C_{2k-1}(U_{2k-1,\max}-U_{2k-1,\min})=&C_{\text{D}(2k)}(U_{\text{D}(2k)}+U_{\text{th}})+\\ &C_{\text{x}(2k)}U_{\text{x}(2k),\max}-\\ &C_{\text{x}(2k)}U_{\text{x}(2k),\min}-\\ &C_{\text{x}(2k-2)}U_{\text{x}(2k-2),\max}+\\ &C_{\text{x}(2k-2)}U_{\text{x}(2k-2),\min}+\\ &C_{\text{D}(2k-1)}(U_{\text{D}(2k-1)}+U_{\text{th}})+q\end{aligned} \tag{A6}$$

对于最后一级而言，不存在下一级耦合电容，该耦合电容直接向负载提供电荷，因此半周期内提供的电荷量自然为 $q/2$，从而有：

$$\begin{aligned}C_{2m-1}(U_{2m-1,\max}-U_{2m-1,\min})=&C_{\text{D}(2m-1)}(U_{\text{D}(2m-1)}+U_{\text{th}})-\\ &C_{\text{x}(2m-2)}(U_{\text{x}(2m-2),\max}-U_{\text{x}(2m-2),\min})+\frac{q}{2}\end{aligned} \tag{A7}$$

式(A1)—(A7)共计包含 $4m-3$ 个基尔霍夫电压方程与 $m-1$ 个平均基尔霍夫电流方程，与正文中式(4)—(6)共计 $10m-7$ 个方程。