

DOI:10.13296/j.1001-1609.hva.2026.09.013

## 用于空气介质阻挡放电的叠加高频振荡的高压正弦电源设计

杨魏吉<sup>1</sup>, 王子丰<sup>1,2</sup>, 朱照政<sup>1</sup>, 岳秋艺<sup>1</sup>, 张鹏飞<sup>1</sup>, 何雨洁<sup>1</sup>,  
王子硕<sup>1</sup>, 刘定新<sup>1</sup>

(1. 西安交通大学电工材料电气绝缘全国重点实验室, 西安 710049; 2. 西安交通大学口腔医院陕西省颅颌面精准医学研究重点实验室, 西安 710049)

**摘要:** 介质阻挡放电能够在空气中稳定产生多种活性粒子, 广泛应用于能源转化、环境治理、生物医学等领域。理想的空气介质阻挡放电激励电源应实现放电参数的稳定控制, 具有较高的活性粒子产率和能量效率。文中设计了一种叠加高频振荡的高压正弦电源, 通过控制振荡单元的开关管通断产生LC并联谐振, 与逆变单元产生的高压正弦波相叠加, 实现在波峰处叠加高频振荡的高压正弦波输出。实验测试表明, 叠加高频振荡的高压正弦电源样机输出的正弦波峰峰值约为4 kV、频率约为5 kHz, 振荡幅值约为2 kV、频率达300 kHz。在相同功率下, 与传统正弦电源相比, 该电源激励空气介质阻挡放电产生的短寿命活性粒子更多, 氮氧化物的产率更高, 更有利于放电向氮氧化物模式转化。

**关键词:** 介质阻挡放电; 高频振荡; 高压正弦电源; 活性粒子; 放电模式

### Design of High-voltage Sinusoidal Power Supply with Superimposed High-frequency Oscillations for Air Dielectric Barrier Discharge

YANG Weiji<sup>1</sup>, WANG Zifeng<sup>1,2</sup>, ZHU Zhaozheng<sup>1</sup>, YUE Qiuyi<sup>1</sup>, ZHANG Pengfei<sup>1</sup>,  
HE Yujie<sup>1</sup>, WANG Zishuo<sup>1</sup>, LIU Dingxin<sup>1</sup>

(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Key Laboratory of Shaanxi Province for Craniofacial Precision Medicine Research, College of Stomatology, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** Dielectric barrier discharge (DBD) can stably generate various reactive species in the air and is widely used in such fields as energy conversion, environmental management, and biomedicine. An ideal excitation power supply for air DBD shall achieve stable control of discharge parameters, and possess high reactive species generation and energy efficiency. In this paper, a high-voltage sinusoidal power supply with superimposed high-frequency oscillation is designed. By controlling the on-off of the switching tube in the oscillation unit, an LC parallel resonance is generated, which is superimposed with the high-voltage sinusoidal wave produced by the inverter unit, achieving an output of high-voltage sinusoidal wave with high-frequency oscillation superimposed at the wave peaks. Experimental tests show that the peak-to-peak value of sinusoidal wave output by the high voltage sinusoidal power supply prototype with superimposed high frequency oscillation is about 4 kV, the frequency is about 5 kHz, the oscillation amplitude is around 2 kV and a frequency is up to 300 kHz. Under identical power conditions, the use of this power supply for exciting air dielectric barrier discharge produces a great amount of short-lived reactive species and a higher nitrogen oxide yield than a conventional sinusoidal power supply, thereby promoting the discharge conversion toward the nitrogen oxide mode.

**Key words:** dielectric barrier discharge; high-frequency oscillation; high-voltage sinusoidal power supply; reactive species; discharge mode

收稿日期:2026-03-21; 修回日期:2026-05-22

基金项目:国家自然科学基金青年科学基金项目(52407260);中国博士后科学基金面上项目(2025M773405)。

Project Supported by Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China(52407260), China Postdoctoral Science Foundation(2025M773405).

## 0 引言

空气介质阻挡放电的原料简单易得、放电宏观均匀、稳定性高,能够产生丰富的氮氧活性粒子(RONS),在能源转换<sup>[1-2]</sup>、环境治理<sup>[3-4]</sup>、生物医学<sup>[5-9]</sup>等领域展现出巨大的应用潜力。提高氮氧活性粒子产率,可通过调控功率密度大小、激励电源类型等实现。通过调控激励功率可以改变等离子体的放电强度和活性粒子水平<sup>[10-12]</sup>,当激励功率增加时,等离子体中的电子动能增加,碰撞频率增加,等离子体内部的物理化学反应速率增加,因此活性粒子(如自由基、离子等)的体积分数也会增加。然而,对于空气放电,功率密度的持续上升也会导致模式转换现象,使放电主要气相产物的种类发生很大变化。根据主要气相产物的不同,空气介质阻挡放电模式可以分为臭氧模式和氮氧化物模式<sup>[13-16]</sup>,随着功率密度逐渐升高,放电模式从臭氧模式转换到氮氧化物模式,主要放电产物从臭氧转变为一氧化氮和二氧化氮<sup>[14]</sup>。由于放电功率密度对空气放电的模式影响显著,因此用于空气介质阻挡放电的电源需具备较强的稳定性,以防放电过程中发生意外的模式转换现象。

目前,工业中用于激励空气介质阻挡放电的电源主要有正弦电源和脉冲电源<sup>[17-19]</sup>。其中,正弦电源主要采用交流谐振电路的结构,根据直流侧电源类型的不同,谐振电源又可以分为电压型谐振电源和电流型谐振电源<sup>[20-21]</sup>。正弦电源激励技术较为成熟,具有较低的成本和较长的使用寿命,在放电过程中能够提供稳定的电压输入,但其氮氧活性粒子产率和能量效率较低。对于脉冲电源,根据脉冲产生原理的不同主要可分为DC型、Marx型、电压倍增型等<sup>[22-24]</sup>。相较于正弦电源,脉冲电源输出的电压上升沿和下降沿速度较快,导致其激励的空气介质阻挡放电具有较高的电子密度和能量,因此活性粒子产率较高,但脉冲电源存在制造和维护成本高、设备体积大、稳定性差、寿命有限等问题,限制了其实际应用。为结合上述两种电源的优势,突破各自的应用局限,文中提出了一种用于空气介质阻挡放电的叠加高频振荡的高压正弦电源,其兼顾了正弦电源的经济性和脉冲电源的高性能,在便携式空气介质阻挡放电的激励电源中具有优势。

文中首先从激励电压波形角度出发,设计了一种叠加高频振荡的高压正弦发生电路,主要由振荡单元和逆变单元组成。其中振荡单元采用LC并联谐振结构产生高频振荡,逆变单元采用工业中广泛应用的LC电压型谐振结构产生正弦电压,两单元

的输出通过变压器升压后叠加输出形成叠加高频振荡的高压正弦。相较于传统高压正弦电源,在波峰处叠加高频振荡后能够提高空气介质阻挡放电强度,从而提升氮氧活性粒子的产率,更有利于放电向氮氧化物模式转化。

## 1 电路方案设计与分析

### 1.1 拓扑结构

文中叠加高频振荡的高压正弦电源包含一个振荡单元和一个逆变单元,其电源拓扑结构见图1。振荡单元由直流电源 $U_{s1}$ 、储能电容 $C_1$ 、谐振电感 $L_1$ 、变压器 $T_1$ 、开关管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 组成,用于产生高频高压振荡。振荡单元中,直流电源 $U_{s1}$ 用于向负载提供能量,开关管 $Q_1$ 与 $Q_2$ 用于控制振荡起始时刻和振荡时间, $C_1$ 用于储能并与 $L_1$ 谐振产生振荡,变压器 $T_1$ 提供高变比以升高振荡电压。逆变单元由直流电源 $U_{s2}$ 、滤波电感 $L_2$ 、滤波电容 $C_2$ 、变压器 $T_2$ 、开关管 $S_1$ - $S_4$ 组成。逆变单元中,直流电源 $U_{s2}$ 用于向负载提供能量,开关管 $S_1$ - $S_4$ 组成H桥,使用单极性倍频的正弦脉宽调制法(SPWM)调制策略产生正弦波, $L_2$ 、 $C_2$ 组成LC滤波器,平滑输出波形,变压器 $T_2$ 提供高变比。

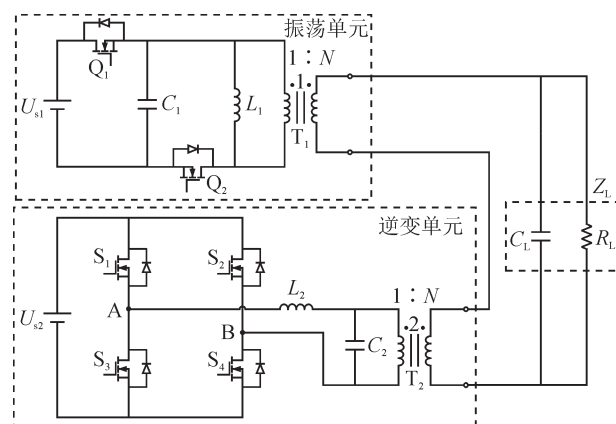


图1 叠加高频振荡的高压正弦电源拓扑

Fig. 1 The high-voltage sinusoidal power supply topology with superimposed high-frequency oscillation

### 1.2 工作原理分析

叠加高频振荡的高压正弦电源可产生一个波峰振荡的高压正弦波,产生这种波形的基本原理是:当 $Q_1$ 打开时, $U_{s1}$ 向储能电容 $C_1$ 充电;当 $Q_2$ 打开时, $C_1$ 与 $L_1$ 形成LC并联谐振。该谐振经过 $T_1$ 升压后与逆变单元产生的高压正弦波相叠加。在本节的电源工作原理具体分析中,将有如下假设:

1) 电容、电感、开关管、变压器等均为理想元件,忽略寄生参数的影响。

2) 输入电压 $U_{s1}$ 保持恒定不变。

振荡单元在一个完整的开关周期内存在8个工

作模式, 正半周期与负半周期各有4个工作模式。正半周期振荡单元的4个工作模式(模式1到模式4)描述如下, 负半周期振荡单元的4个工作模式(模式5到模式8)与正半周期相同:

1) 模式1, 开关管  $Q_1$  导通、 $Q_2$  关断, 直流电源  $U_{s1}$  向电容  $C_1$  充电。

2) 模式2, 开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  均处于关断状态, 电容  $C_1$  电压保持  $U_{s1}$  不变。此时开关管  $Q_1$  的漏源极电压为零。

3) 模式3, 开关管  $Q_1$  关断、 $Q_2$  导通, 电容  $C_1$  与电感  $L_1$  并联谐振产生振荡, 输出振荡电压峰值为  $NU_s$ , 振荡频率为  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$ 。

4) 模式4, 开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$  均处于关断状态, 由于振荡过程中损失了部分能量, 电容  $C_1$  电压略有下降且保持该电压不变。

逆变单元的 H 桥采用了单极性倍频 SPWM 调制策略来生成正弦波, 它在每个开关周期内都具备4种不同的工作状态。此调制策略使用两路反相三角波  $v_c$  和  $-v_c$  作为载波信号, 正弦波  $v_r$  作为调制波, 通过调整调制度来实现输出控制。相比于单极性 SPWM 和双极性 SPWM 调制方法, 单极性倍频 SPWM 调制产生的输出波形具有最小的谐波分量和最高的谐波次数, 因此可使用更小体积的滤波器。另外, 在等离子体应用中, 由于电源频率通常较高, 达到几千至几十 kHz, 为了确保输出波形的精细度, 载波频率需要提升至几百 kHz, 这对处理器的主频提出了更高的挑战。因此, 为降低处理器的压力并提高波形质量, 电源选择单极性倍频 SPWM 调制方式。这种调制策略不仅优化了输出波形的性能, 还提高了整个系统的效率和稳定性。

振荡单元和逆变单元的工作时序见图2, 两单元同时工作时, 振荡单元的一个完整开关周期等于逆变单元输出正弦波的周期, 以逆变单元输出正弦波的正半周期为例, 模式2和模式4开关管均关断, 模式1开关管开关  $Q_1$  导通、 $Q_2$  关断, 直流电源  $U_{s1}$  向电容  $C_1$  充电, 这3个模式均无波形输出; 模式3开关管  $Q_1$  关断、 $Q_2$  导通。电容  $C_1$  与电感  $L_1$  并联谐振产生振荡, 输出振荡电压峰值为  $NU_s$ , 振荡频率为  $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$ , 模式3所对应的工作时间正好位于逆变单元输出的正弦波正半周期的峰值对应时间。

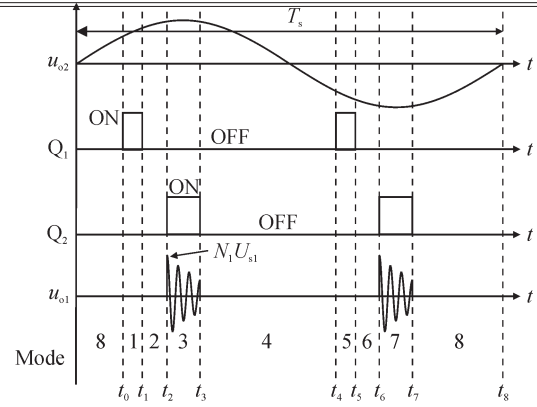


图2 振荡单元和逆变单元工作时序示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the operating sequence of the oscillator unit and inverter unit

### 1.3 稳态性能分析

1) 输出电压。首先分析振荡单元的输出电压情况, 为简化分析仅考虑阻性负载。在振荡电压的产生过程中, 振荡单元电路可简化等效为电感  $L_1$ 、电容  $C_1$  关于变压器  $T_1$  的二次侧归算后的电感  $L''$ 、电容  $C''$  和负载电阻  $R_L$  三者并联的二阶 RLC 电路。流过  $L''$ 、 $C''$ 、 $R_L$  的电流分别记作  $i_L$ 、 $i_C$ 、 $i_R$ ;  $L''$ 、 $C''$ 、 $R_L$  两端电压分别记作  $U_L$ 、 $U_C$ 、 $U_R$ 。电压电流参考方向均为元件的关联参考方向。  $L''$  与  $L_1$ 、 $C''$  与  $C_1$  的关系为

$$\begin{cases} L'' = N_1^2 L_1 \\ C'' = \frac{1}{N_1^2} C_1 \end{cases} \quad (1)$$

振荡电压产生等效电路初始条件为

$$\begin{cases} U_C(0^+) = N_1 U_{s1} \\ i_C(0^+) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

以电容电压  $U_C$  为变量的二阶齐次微分方程

$$\frac{d^2 U_C}{dt^2} + \frac{1}{R_L C''} \frac{dU_C}{dt} + \frac{1}{L'' C''} U_C = 0 \quad (3)$$

实际情况中, 电路处于欠阻尼状态, 阻尼比  $\zeta < 1$ 。该齐次方程的解, 即输出电压为

$$u_{o1}(t) = -\frac{\alpha}{\omega_d} N_1 U_{s1} e^{-\alpha t} \sin \omega_d t + N_1 U_{s1} e^{-\alpha t} \cos \omega_d t = \frac{N_1 U_{s1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_0 t} \sin(\beta - \sqrt{1-\zeta^2} \omega_0 t) \quad (4)$$

然后分析逆变单元的输出电压情况。由冲量等效原理可知<sup>[25]</sup>, 在单极性倍频 SPWM 调制策略下, 逆变单元输出电压为

$$u_{o2}(t) = U_{s2} D_k = M U_{s2} \sin \omega_r t \quad (5)$$

鉴于振荡仅在正半周期的模式3和负半周期的模式7产生, 联立式(4)、(5), 可得电源整体输出电压为

$$u_o(t) = \begin{cases} M U_{s2} \sin \omega_r t + \frac{N_1 U_{s1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_0(t-t_2)} \sin[\beta - \sqrt{1-\zeta^2} \omega_0(t-t_2)] & t \in [t_2 + kT_s, t_3 + kT_s] \\ M U_{s2} \sin \omega_r t + \frac{N_1 U_{s1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta \omega_0(t-t_6)} \sin[\beta - \sqrt{1-\zeta^2} \omega_0(t-t_6)] & t \in [t_6 + kT_s, t_7 + kT_s] \\ M U_{s2} \sin \omega_r t & t \in [kT_s, t_2 + kT_s] \cup [t_3 + kT_s, t_6 + kT_s] \cup [t_7 + kT_s, (k+1)T_s] \end{cases} \quad (6)$$

2)电压应力。由1.2节可知,电容 $C_1$ 的电压应力 $U_{C1,max}$ 与直流电源 $U_{s1}$ 电压相等,电容 $C_2$ 的电压应力 $U_{C2,max}$ 为逆变单元输出电压最大值 $MU_{s2}$ 。开关管 $Q_2$ 、 $S_1$ - $S_4$ 的电压应力均与直流电源 $U_{s2}$ 电压相等。根据振荡单元输出电压,开关管 $Q_1$ 的电压应力发生在 $L_1$ 、 $C_1$ 谐振的第一个周期内,其表达式为

$$U_{ds,Q1,max} = u_{o1} = U_{s1} + \frac{U_{s1}}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\xi\beta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} t = \frac{\beta}{\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (7)$$

3)电感电流应力。将公式(3)改写成以电感电流在变压器绕组二次侧归算值 $i_L$ 为变量的二阶齐次微分方程,可解得 $i_L$ 为

$$i_L(t) = \frac{U_{s1}}{N_1 \omega_d L_1} e^{-\alpha t} \sin \omega_d t \quad (8)$$

电感 $L_1$ 的实际电流 $i_{L1}$ 为 $N_1 i_L$ ,电感电流应力 $I_{L1,max}$ 为

$$I_{L1,max} = i_{L1} = \frac{U_{s1}}{\omega_d L_1} e^{-\frac{\alpha\pi}{2\omega_d}} = \frac{U_{s1}}{\omega_0 L_1 \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\xi\pi}{2\sqrt{1-\zeta^2}}} t = \frac{\pi}{2\omega_d} \quad (9)$$

由1.2节分析知,电感 $L_2$ 的电流应力 $I_{L2,max}$ 为

$$I_{L2,max} = \frac{MU_{s2}}{R'_L} = \frac{N_2^2 MU_{s2}}{R_L} \quad (10)$$

式(10)中, $R'_L$ 为负载关于变压器 $T_1$ 的一次侧归算值。

开关管 $Q_1$ 的电流应力发生在 $t_0$ 时刻,假设串联电阻为 $R_1$ , $Q_1$ 电流应力为

$$I_{ds,Q1,max} = \frac{U_{s1}}{R_1} \quad (11)$$

开关管 $Q_2$ 的电流应力为

$$I_{ds,Q2,max} = I_{L1,max} = \frac{U_{s1}}{\omega_0 L \sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\xi\pi}{2\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (12)$$

开关管 $S_1$ - $S_4$ 的电流应力为

$$I_{ds,S1,max} = I_{ds,S2,max} = I_{ds,S3,max} = I_{ds,S4,max} = \frac{N_2 MU_{s2}}{R_L} \quad (13)$$

#### 1.4 拓扑环流分析

叠加高频振荡的高压正弦电源包含一个振荡单元和一个逆变单元,当两单元并联输出,两单元之间将产生环流,对电源的输出存在影响。振荡单元和逆变单元并联产生环流的等效电路图见图3,图3中: $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$ 分别为振荡单元和逆变单元的输出电压; $C''_2$ 为电容 $C_2$ 关于变压器 $T_2$ 的二次侧归算值; $L''_1$ 为电感 $L_1$ 关于变压器 $T_1$ 的二次侧归算值; $C''_1$ 为电容 $C_1$ 关于变压器 $T_1$ 的二次侧归算值。由图3(a)可知,两变压器的输出电压均会在变压器内部产生环流。根据叠加定理,将图3(a)拆分成图3(b)、(c)两部

分,并分别对其进行分析。

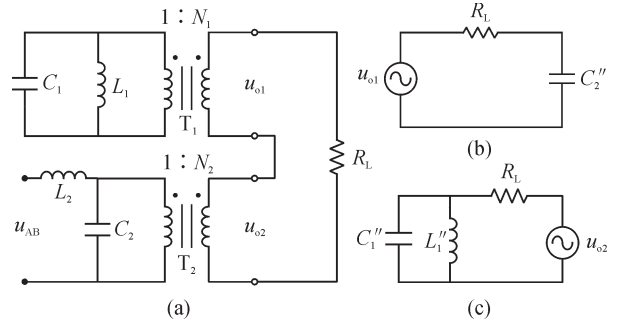


图3 两单元并联的环流等效电路

Fig. 3 The equivalent circuit of the circulating current in a two-cell parallel connection

图3(b)为振荡单元环流的简化电路, $u_{o1}$ 和 $R_L$ 、 $C''_2$ 形成回路,环流经过电容 $C_2$ 、 $C''_2$ 与 $R_L$ 分压,导致负载对振荡电压的分压下降,逆变单元将叠加部分振荡电压

$$\begin{cases} u_{RL,1} = u_{o1} \frac{R_L}{Z_2 + R_L} \\ u_{2,1} = u_{o1} \frac{Z_{C2}}{Z_2 + R_L} \\ i_1 = \frac{u_{o1}}{Z_2 + R_L} \end{cases} \quad (14)$$

式(14)中: $u_{RL,1}$ 为负载获得的振荡电压,V; $i_1$ 为振荡单元引起的环流,A; $u_{2,1}$ 为逆变单元分得的振荡电压,V; $Z_2$ 为逆变单元阻抗, $\Omega$ 。 $Z_2$ 由式(15)计算

$$Z_2 = \frac{N_2^2}{\omega_0 C_2} \quad (15)$$

图3(c)为逆变单元环流的简化电路, $u_{o2}$ 和 $R_L$ 、 $L''_1$ 、 $C''_1$ 形成回路,环流将流过电感 $L_1$ 、 $C''_1$ 。 $L''_1$ 与 $C''_1$ 的并联阻抗与负载分压,振荡单元将叠加部分逆变电压

$$\begin{cases} u_{RL,2} = u_{o2} \frac{R_L}{Z_1 + R_L} \\ u_{1,2} = u_{o2} \frac{Z_{L1}}{Z_1 + R_L} \\ i_2 = \frac{u_{o2}}{Z_1 + R_L} \end{cases} \quad (16)$$

式(16)中: $u_{RL,2}$ 为负载获得的逆变电压,V; $i_2$ 为逆变单元引起的环流,A; $u_{1,2}$ 为振荡单元分得的逆变电压,V; $Z_1$ 为振荡单元阻抗, $\Omega$ 。 $Z_1$ 由式(17)计算

$$Z_1 = N_1^2 [\omega_r L''_1 || (-\frac{1}{\omega_0 C''_1})] = \frac{\omega_r N_1^2 L_1}{1 - \omega_r^2 L_1 C_1} \quad (17)$$

## 2 电源输出仿真与实验结果分析

### 2.1 仿真结果分析

采用MATLAB Simulink软件搭建了如图1所示

的电路,并进行仿真分析。仿真分析中涉及的元件参数见表1。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameter

| 参数                     | 数值   | 参数                           | 数值   |
|------------------------|------|------------------------------|------|
| 直流电压 $U_{s1}/U_{s2}/V$ | 50   | 变压器 $T_2$ 变比 $1:N_2$         | 1:40 |
| 电容 $C_1/nF$            | 100  | 调制波频率 $f_i/kHz$              | 5    |
| 电容 $C_2/nF$            | 100  | 载波频率 $f_c/kHz$               | 150  |
| 电感 $L_1/\mu H$         | 10   | $Q_1$ 、 $Q_2$ 开关频率 $f_i/kHz$ | 10   |
| 电感 $L_2/\mu H$         | 330  | 调制度 $M$                      | 1    |
| 负载等效电阻 $R_l/k\Omega$   | 50   | $Q_1$ 占空比 $D_{Q1}$           | 0.1  |
| 变压器 $T_1$ 变比 $1:N_1$   | 1:20 | $Q_2$ 占空比 $D_{Q2}$           | 0.3  |

电源的振荡单元主要波形的软件仿真结果见图4(a)。当进入模态3,即开关管  $Q_2$  导通时,振荡单元开始产生振荡并叠加到电源输出中;进入模态4后,振荡停止。设置如表1所示的仿真参数后,振荡幅值可达到1 kV,是直流输入电压( $U_{s1}$ )的20倍,振荡频率为159.2 kHz,与1.2节分析相同。根据仿真结果显示,在进入模态4,即开关管  $Q_2$  关断,谐振不会立即结束。其原因是电容  $C_1$ 、电感  $L_1$  会通过开关管  $Q_2$  的反并联二极管继续谐振直到  $i_{L1}=0$ 。

逆变单元的Simulink仿真结果见图4(b)。通过采用单极性倍频SPWM策略进行调制,输出电压为理想平滑的正弦波。设置仿真参数如表1中的数值时,输出电压峰值2 kV,是直流输入电压  $U_{s2}$ (50 V)的  $N_2$ (40)倍。同时,开关频率  $f_i$  为300 kHz,是载波频率  $f_c$  两倍。将振荡单元和逆变单元的输出叠加后,可得到电源总输出,见图4(c),与1.2节中的分析相同。

## 2.2 实验结果分析

基于前文所述的电路原理分析与仿真结果开发了一台叠加高频振荡的高压正弦电源样机,综合考虑体积、成本、等离子体激励条件、环流影响等,样机的设计指标为:振荡单元输入电压范围  $U_{s1}=0\sim 100$  V、振荡电压幅值  $U_{o1}=0\sim 2$  kV、振荡频率  $f_i=150$  kHz、逆变单元输入电压范围  $U_{s2}=0\sim 100$  V、正弦电压幅值  $U_{s2}=0\sim 4$  kV、正弦波频率  $f_i=5$  kHz、正弦波频率  $f_c=300$  kHz、调制度  $M=1$ 。该样机中变压器  $T_1$  和  $T_2$  参数设计如下:

1)匝比的确定。对于  $T_1$ ,为了尽可能避免漏感引起过大的环流,变压器  $T_1$  的匝比应尽可能小,使阻抗  $Z_1$  尽可能小,从而抑制振荡单元内产生过大的环流。综合考虑,文中取  $T_1$  的匝比  $N_1=20$ 。对于  $T_2$ ,为了尽可能减少漏感引起过大的振荡电压损失,变

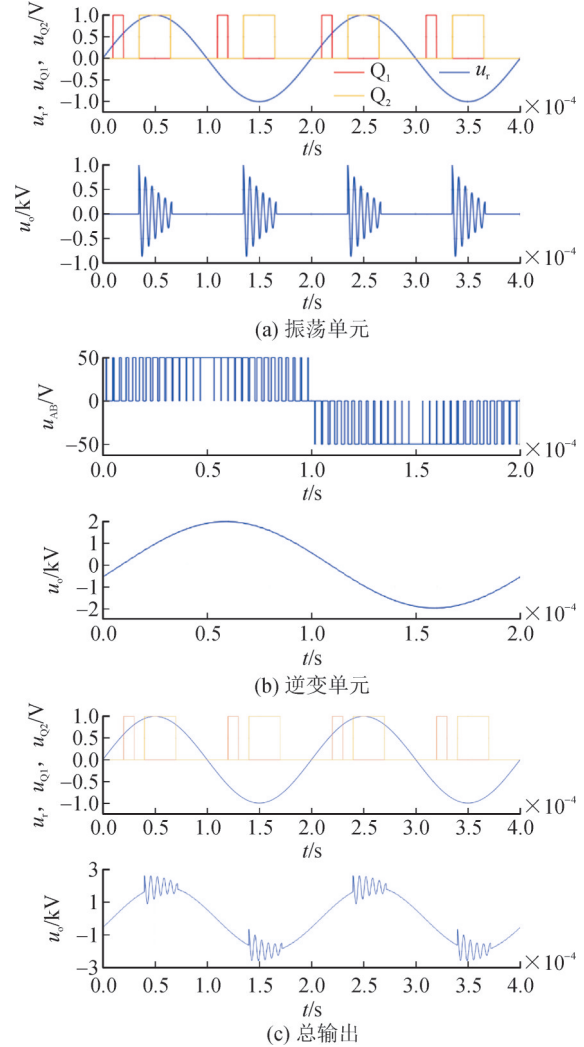


图4 电路仿真结果波形

Fig. 4 Simulated circuit waveforms

压器  $T_2$  的匝比也应尽可能小,使阻抗  $Z_2$  尽可能小,从而减小漏感  $L_{l2}$  的分压。综合考虑,文中取  $T_2$  的匝比  $N_2=40$ 。

2)磁芯选择。对于  $T_1$ ,考虑到实际振荡频率  $f_i=159.2$  kHz,文中选择日本东京电气化学工业株式会社(TDK)的PC47系列PC35型号磁芯作为变压器磁芯,该磁芯为锰锌铁氧体材料,通常用于2 MHz以下的高频变压器设计。其磁芯有效截面积  $A_e$  为196 mm<sup>2</sup>,磁芯窗口面积  $A_w$  为220.6 mm<sup>2</sup>,饱和磁感应强度  $B_s$ (100 °C)为420 mT,磁芯损耗(100 kHz, 200 mT)为4.98 W。对于  $T_2$ ,考虑到正弦波频率  $f_i=5$  kHz,文中选择日本东京电气化学工业株式会社(TDK)的PC47系列PC50型号的磁芯作为变压器磁芯。其磁芯有效截面积  $A_e$  为328 mm<sup>2</sup>,磁芯窗口面积  $A_w$  为433.2 mm<sup>2</sup>,饱和磁感应强度  $B_s$ (100 °C)为420 mT。

3)原、副边匝数计算。文中根据磁芯不饱和原

则计算原边匝数,取最大磁通密度  $B_{s,\max}=0.3\text{ T}$ ,考虑到振荡单元变压器  $T_1$  的磁通范围按正弦规律变化,因此原边匝数  $N_p$  为

$$N_p = \frac{U_{s1}}{\omega B_{s,\max} A_e} = \frac{100}{0.3 \times 196 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 159.2 \times 10^3} = 1.7 \quad (18)$$

出于设计余量原则,实际制作时取原边匝数  $N_p=5$ 。根据选定的匝比,变压器副边匝数为原边匝数和变压器变比之积  $N_s=100$ 。

类似地,对于  $T_2$ ,原边匝数  $N_p=32.3$ ,出于设计余量原则,实际制作时取原边匝数  $N_p=40$ 。根据选定的匝比,变压器副边匝数为原边匝数和变压器变比之积  $N_s=1\ 600$ 。

4)初次级线径计算。对于  $T_1$ ,根据 1.3 和 1.4 节中的分析,变压器一次侧电流峰值  $I_{p,\max}$  为

$$I_{p,\max} = \frac{N_1 U_{o1,\max}}{R_L} + \frac{N_1 N_2 U_{s2}}{Z_1 + R_L} = \frac{20 \times 20 \times 100}{50 \times 10^3} + \frac{20 \times 40 \times 100}{50 \times 10^3 + 125.7} = 2.396\text{ A} \quad (19)$$

式(19)中,  $U_{o1,\max}$  为振荡单元输出电压最大值, V。

取电流密度  $J=4\text{ A/mm}^2$ ,则原边导线截面积为

$$S_p = \frac{I_{p,\max}}{J} = \frac{2.396}{4} = 0.599\text{ mm}^2 \quad (20)$$

在高频变压器中,需要考虑电流的趋肤效应。假设变压器运行时最大温升  $60\text{ }^\circ\text{C}$  ( $T=20+60=80\text{ }^\circ\text{C}$ ),则导线趋肤直径  $d$  为

$$d = 2\delta = 2 \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{\omega\mu_o\mu_{Cu}}} [1 + 0.004\ 2(T - 20)] = 0.418\text{ mm} \quad (21)$$

考虑到绕线体积,选定原边的导线直径  $d_p=0.4\text{ mm}$ 。采用多股导线并联以达到通流要求,原边导线股数  $n_p$

$$n_p = \frac{S_p}{\pi(\frac{d_p}{2})^2} = \frac{0.599}{\pi \times 0.2^2} = 4.77 \quad (22)$$

实际取原边导线股数  $n_p=5$ 。变压器副边电流峰值为原边电流的  $1/N_1$ ,即  $I_{s,\max}=0.12\text{ A}$ 。取副边的导线直径  $d_s=d_p=0.4\text{ mm}$ 。副边导线股数  $n_s=1$ 。

类似地,对于  $T_2$ ,考虑到绕线体积,选定原边的导线直径  $d_p=1\text{ mm}$ 。原边导线股数  $n_p=1$ 。取副边的导线直径  $d_s=0.4\text{ mm}$ 。副边导线股数  $n_s=1$ 。

5)校核窗口面积。对于  $T_1$ ,根据上述设计,磁芯的窗口利用率  $K_w$  为

$$K_w = \frac{n_p N_p \pi (\frac{d_p}{2})^2 + n_s N_s \pi (\frac{d_s}{2})^2}{A_w} = \frac{5 \times 5 \times \pi \times 0.2^2 + 1 \times 100 \times \pi \times 0.2^2}{220.6} = 0.071 \quad (23)$$

$K_w$  小于预设值 0.5,则导线可以在磁芯中绕下。类似地,对于  $T_2$ ,  $K_w=0.54$  接近预设值 0.5,导线可以在磁芯中绕下。

6)绕制方式。为减小变压器的漏感、改善 EMI 特性。变压器  $T_1$  和  $T_2$  均采用层层叠绕结构,即原边线圈与副边线圈交替缠绕。

7)绝缘要求。考虑到变压器的绝缘要求,  $T_1$  和  $T_2$  原边导线和副边导线均使用三重绝缘线,层间 2 层挡墙胶带,进出线均加套管。

其输出正弦波幅值达  $4\text{ kV}$ 、频率达  $5\text{ kHz}$ 、振荡幅值达  $2\text{ kV}$ 、频率达  $300\text{ kHz}$ 。振荡单元、逆变单元和总输出的实验结果输出波形图见图 5。如图 5(a)所示,当  $U_{s1}=100\text{ V}$ 、 $U_{s2}=0\text{ V}$  负载为  $R_L=50\text{ k}\Omega$  时,  $U_{o1}$  振荡幅值达  $2\text{ kV}$ ,振荡频率为  $148.7\text{ kHz}$ ,样机的各主要波形与理论分析基本一致。如图 5(b)所示,当  $U_{s1}=0\text{ V}$ 、 $U_{s2}=100\text{ V}$ 、负载为  $R_L=50\text{ k}\Omega$  时,开关频率达到  $300\text{ kHz}$ ,输出正弦波具有较好的光滑度。如图 5(c)所示,当  $U_{s1}=U_{s2}=100\text{ V}$ 、负载为  $R_L=50\text{ k}\Omega$  时,可以看到,电源输出波形为叠加振荡的正弦波,其中输出正弦波峰值为  $4\text{ kV}$ ,振荡峰值为  $2\text{ kV}$ ,输出电压波形和大小与理论分析相符。

### 3 不同电源激励下的空气介质阻挡放电特性与产物的对比分析

#### 3.1 实验系统

本节内容中的实验系统见图 6。图 6 中,电源负载采用表面介质阻挡放电(SDBD)反应器,该反应器由高压铜箔电极( $5\text{ cm} \times 5\text{ cm}$ )、氧化铝陶瓷片( $1\text{ mm} \times 10\text{ cm} \times 10\text{ cm}$ )和接地的六角形不锈钢网电极组成。介质板夹在高压电极和地电极之间,形成三明治结构。地电极钢网中每个六边形的对边距离为  $4\text{ mm}$ 、边宽为  $0.7\text{ mm}$ ,厚度为  $500\text{ }\mu\text{m}$ 。在 SDBD 反应器下方装有亚克力塑料制成的密闭腔室,腔室的内部尺寸为  $6\text{ cm} \times 6\text{ cm} \times 5\text{ cm}$ 。SDBD 反应器的工作气体为压缩空气(纯度为  $99.999\%$ ),气体流速为  $0.5\text{ L/min}$ 。经计算,气体从 SDBD 反应器到傅里叶变换红外光谱(FTIR)检测腔的扩散时间约  $21.6\text{ s}$ 。本节所使用的电源为 2.2 节中使用的叠加高频振荡的高压正弦电源样机,其正弦波中心频率为  $5\text{ kHz}$ 。

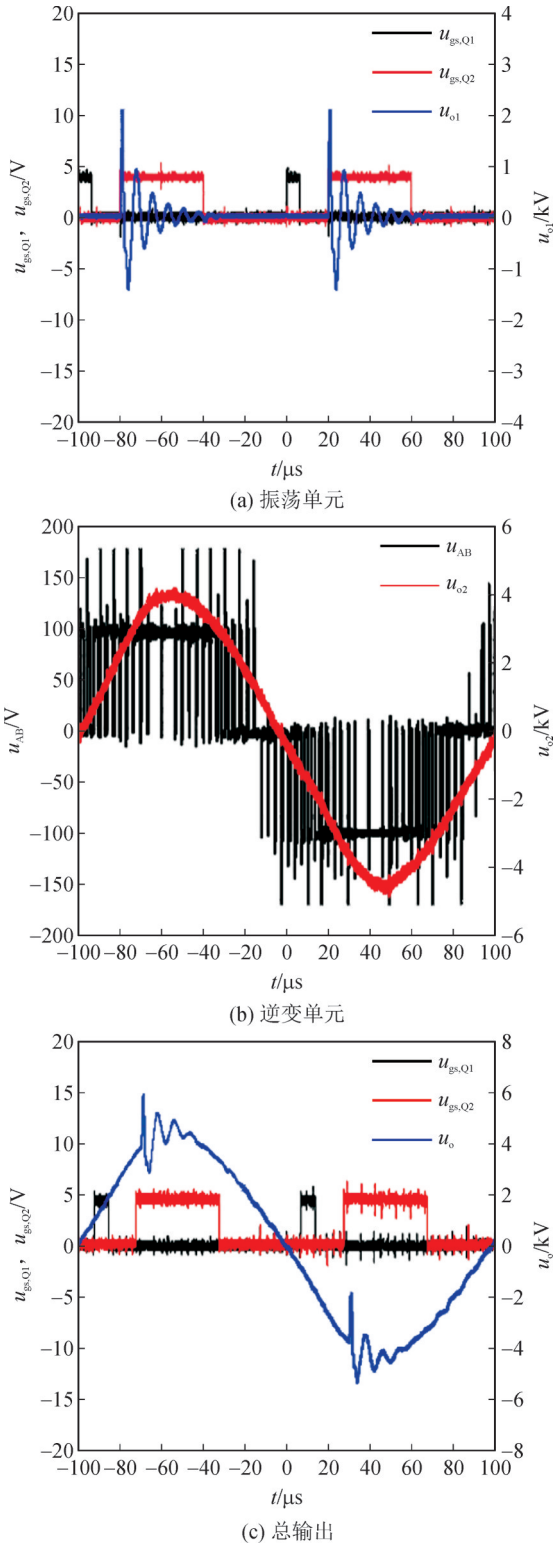


图5 阻性负载下的电路波形

Fig. 5 Circuit waveforms under resistive load

如图6所示,两路直流电源分别为叠加高频振荡的高压正弦电源的逆变单元和振荡单元的输入。可通过开关1和开关2控制电源的输出,闭合开关1,电源输出正弦波;闭合开关1、2,电源输出优化正弦波。实验中,使用示波器(Tektronix, MDO3054)记录放电的电压、电流波形,将电压和电

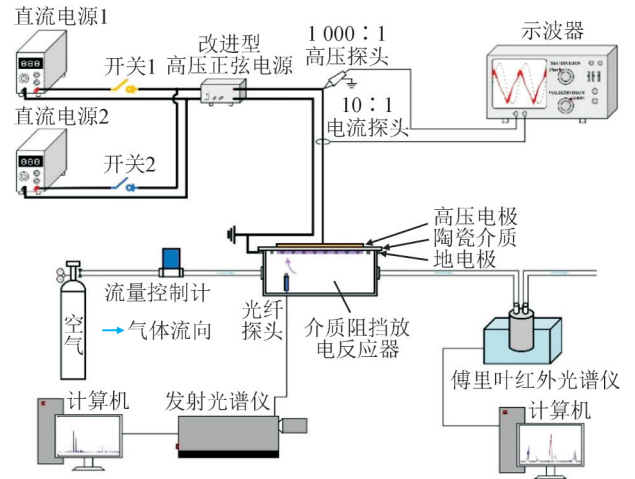


图6 实验系统示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the experimental system

流瞬时值相乘获得瞬时功率,并将瞬时功率的周期平均值计作放电功率,最后用放电功率除以放电面积得到功率密度 $P$ 。通过调整电源输出,在 $P$ 值相同的情况下对比叠加高频振荡前后的放电性能。使用发射光谱仪(Andor, SR750)和FTIR光谱仪(Bruker, Tensor II)检测SDBD反应器产生的气相活性粒子。

### 3.2 放电波形对比

SDBD等离子体反应器在4种条件下的放电波形见图7,包括电压、电流和瞬时功率波形,4种条件分别为:图7(a)传统正弦电源, $P=0.125 \text{ W/cm}^2$ ;图7(b)传统正弦电源, $P=0.5 \text{ W/cm}^2$ ;图7(c)叠加高频振荡的高压正弦电源, $P=0.125 \text{ W/cm}^2$ ;图7(d)叠加高频振荡的高压正弦电源, $P=0.5 \text{ W/cm}^2$ 。

如图7(a)、(b)所示,对于传统正弦电源,当外施电压达到击穿电压时,放电电流和瞬时功率的波形会出现大量细丝,激发其产生等离子体;当外施电压达到峰值时,放电电流和瞬时功率波形将不再出现细丝,停止产生等离子体。如图7(c)、(d)所示,对于叠加高频振荡的高压正弦电源,当外施电压达到峰值时,电压波形出现振荡,放电电流和瞬时功率仍会出现密集细丝,即在此时刻会继续放电。观察图7中的单个周期内存在脉冲电流的时间占比,可以得出叠加高频振荡的高压正弦电源的放电次数约为传统正弦电源的两倍。

### 3.3 发射光谱对比

SDBD等离子体反应器在图7的4种条件下的发射光谱见图8。两种电源激励的发射光谱均为氮的激发态粒子,包括分子氮 $\text{N}_2(\text{C}^3\Pi_u \rightarrow \text{B}^3\Pi_g)$ 、分子氮离子 $\text{N}_2^+(\text{B}^2\Sigma_u \rightarrow \text{X}^2\Sigma_g)$ 及其旋转带、氮分子二次衍射带 $\text{N}_2(\text{C}^3\Pi_u \rightarrow \text{B}^3\Pi_g)$ 。 $\text{N}_2(\text{C}^3\Pi_u \rightarrow \text{B}^3\Pi_g)$ 的强度最高,其次是 $\text{N}_2(\text{C}^3\Pi_u \rightarrow \text{B}^3\Pi_g)$ 的二次衍射带, $\text{N}_2^+(\text{B}^2\Sigma_u \rightarrow \text{X}^2\Sigma_g)$ 强



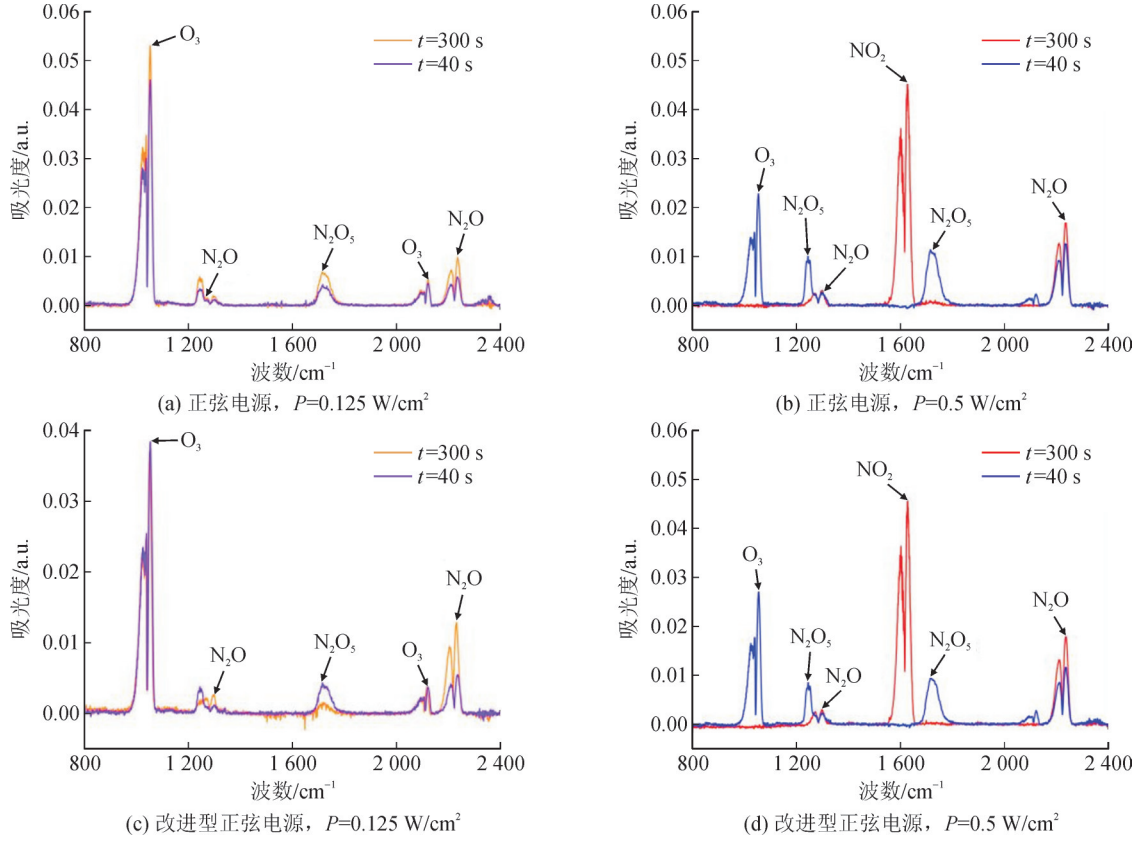


图9 4种电气条件下的傅里叶变换红外光谱(FTIR)吸收光谱

Fig. 9 Fourier transform infrared(FTIR) absorption spectra under four electrical conditions

低功率密度条件下( $P=0.125 \text{ W/cm}^2$ )主要气相产物体积分数的时间演化曲线见图 10(a)-(c), 此时放电处于臭氧模式。在两种电源的激励下, 放电开始( $t=0 \text{ s}$ )并激发等离子体,  $\text{O}_3$  迅速形成。在  $t=0\sim 100 \text{ s}$  期间, 两种电源激励的  $\text{O}_3$  体积分数均持续增加, 随后略微下降。传统正弦电源激励的  $\text{O}_3$  稳态体积分数( $t=300 \text{ s}$ )为  $343.9 \text{ ppm}$  ( $1 \text{ ppm}=1\times 10^{-6}$ ), 相较于叠加高频振荡的高压正弦电源高  $16.9\%$  ( $294.1 \text{ ppm}$ )。并且叠加高频振荡的高压正弦电源的  $\text{O}_3$  衰减程度更高。 $\text{N}_2\text{O}_5$  和  $\text{N}_2\text{O}$  的时间演变曲线呈相反趋势, 在  $t=0\sim 300 \text{ s}$  中, 叠加振荡的正弦电源  $\text{N}_2\text{O}_5$  最大体积分数为  $9.1 \text{ ppm}$ , 比正弦电源激励的高  $30\%$  ( $7 \text{ ppm}$ );  $\text{N}_2\text{O}$  最大体积分数为  $10.3 \text{ ppm}$ , 比正弦电源激励的高  $22.6\%$  ( $8.4 \text{ ppm}$ )。

高功率密度条件下( $P=0.5 \text{ W/cm}^2$ )主要气相产物体积分数的时间演化曲线见图 10(d)-(g), 此时放电处于氮氧化物模式。在氮氧化物模式下, 两种电源激励的  $\text{O}_3$  体积分数首先迅速增加, 在几十 s 内达到最大值, 然后迅速下降直到低于检测限。叠加振荡的正弦电源激励的  $\text{O}_3$  峰值体积分数达到  $186.5 \text{ ppm}$ , 比正弦电源激励的高  $20.9\%$  ( $154.2 \text{ ppm}$ ), 且在  $t=140 \text{ s}$  完全淬灭, 早于正弦电源激励( $t=160 \text{ s}$ ), 表明叠加振荡的正弦电源有利于  $\text{O}_3$  淬灭。叠加高频振荡的正

弦电源激励所产生的  $\text{NO}_2$  和  $\text{N}_2\text{O}$  峰值体积分数分别比正弦电源的高  $7.1\%$  和  $6.3\%$ , 而两者的  $\text{N}_2\text{O}_5$  峰值体积分数基本相同, 表明叠加振荡的正弦电源更有利于氮氧化物的生成。

SDBD 在不同输入功率密度下  $\text{O}_3$  和  $\text{NO}_2$  体积分数的时间演变曲线见图 11。

为了比较两种激励下放电模式转化的速度, 文中定义  $P_c$  为放电模式转换的临界功率密度,  $P_c$  的具体值为

$$P_c = P \quad t_q = 200 \text{ s} \quad (24)$$

式(24)中,  $t_q$  为 0 到  $\text{O}_3$  完全淬灭的过渡时间, s。根据该定义可知, 叠加振荡的正弦电源模式转化临界功率密度为  $0.375 \text{ W/cm}^2$ , 正弦电源的模式转化临界功率密度为  $0.4375 \text{ W/cm}^2$ , 表明叠加振荡的正弦电源有利于放电向氮氧化物模式转化。其原因主要是叠加振荡的正弦电源激励下, 等离子体的电子温度更高(由发射光谱测量结果可得), 促进了自由氧原子 O 的产生<sup>[27]</sup>



因此在臭氧模式下, 改进型正弦电源激励的  $\text{O}_3$  体积分数更高<sup>[28]</sup>



但更高的电子温度同时也促进了振动激发态氮分子  $\text{N}_2(v)$  的产生<sup>[29]</sup>

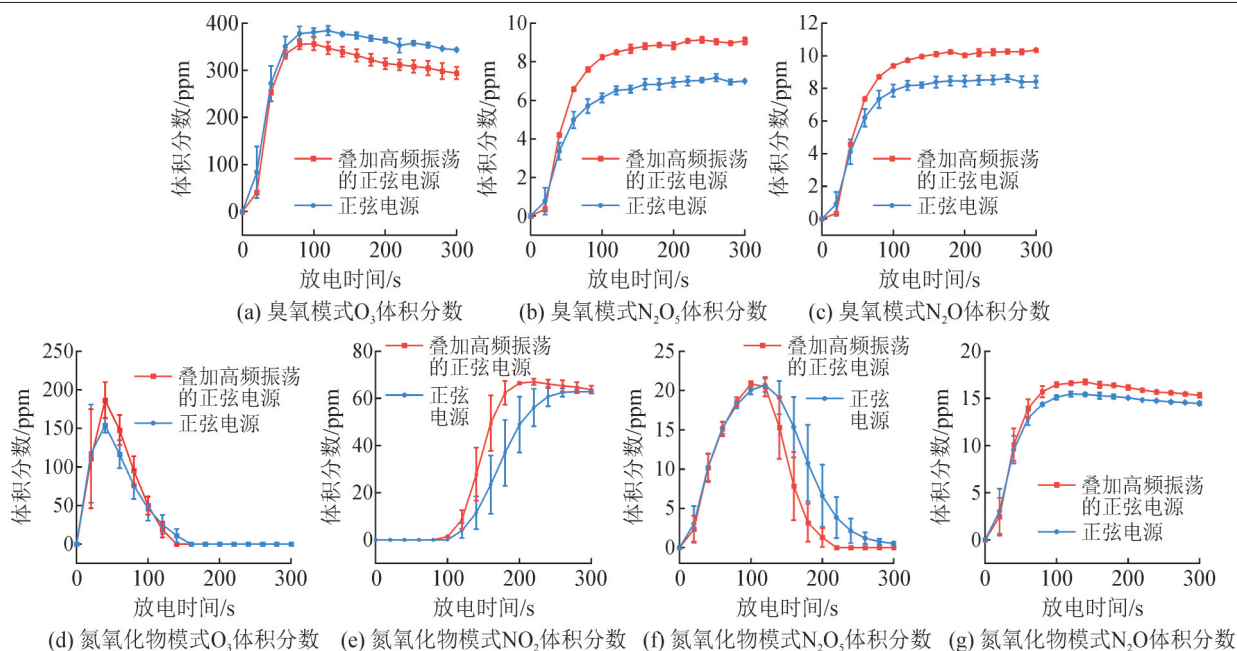


图10 高功率条件和低功率条件下气相物种体积分数的时间演变曲线比较

Fig. 10 Comparison of the time evolution curves of gas-phase species concentrations under ozone and nitrogen oxides modes

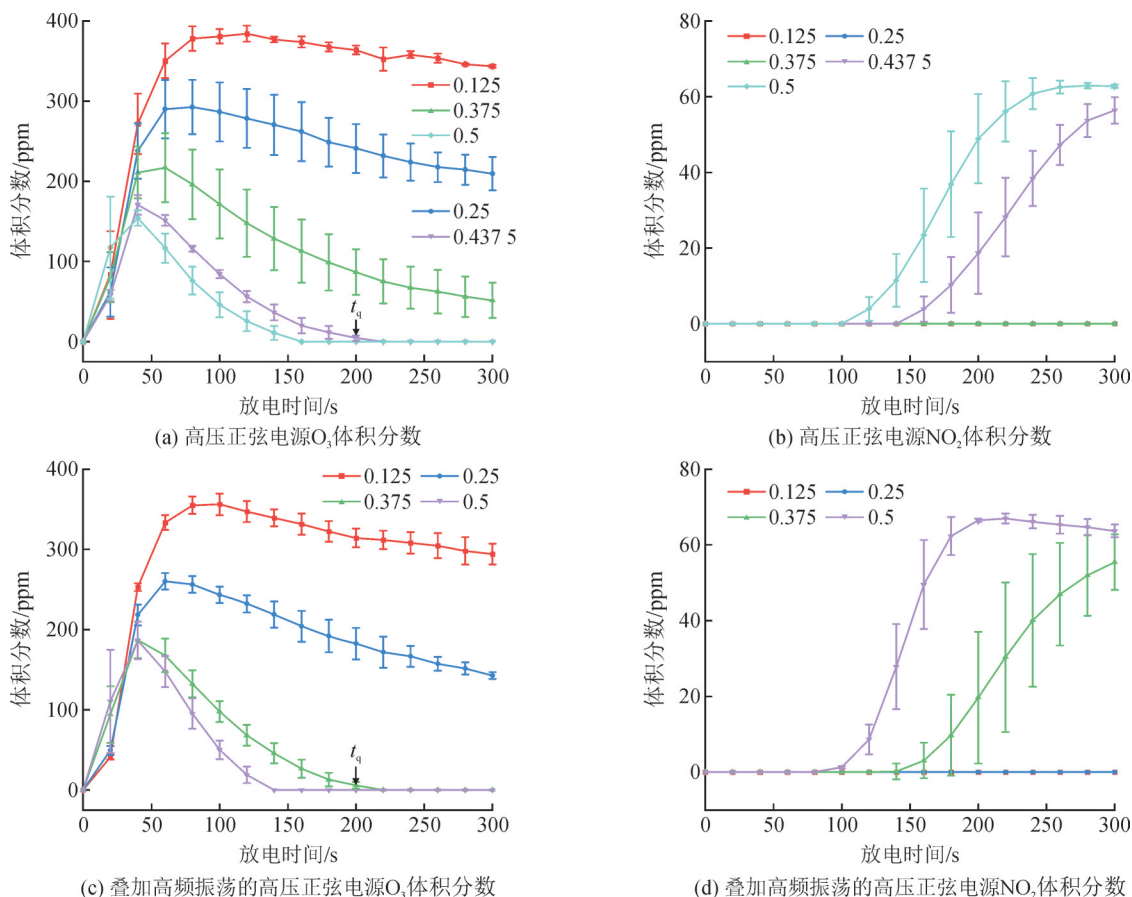
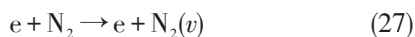


图11 两种激励的放电模式转化速度比较

Fig. 11 Comparison of the discharge mode conversion speed between two types of excitation



所以改进型正弦电源激励的O<sub>3</sub>体积分数衰减程度更大,这也解释了两模式下改进型正弦电源激励的NO<sub>2</sub>、N<sub>2</sub>O<sub>5</sub>、N<sub>2</sub>O的体积分数总是高于正弦电

源。此外,由于改进型正弦电源促进了振动激发态氮分子N<sub>2</sub>(v)的产生,进一步促进了NO的产生<sup>[13]</sup>



上述反应使得叠加高频振荡的高压正弦电源

激励的SDBD更容易发生模式转化。因此,改进型正弦电源更适用于需要产生 $\text{N}_2\text{O}$ 、 $\text{NO}$ 、 $\text{NO}_2$ 低价态氮氧化物的应用场景,而传统正弦电源适合需要 $\text{O}_3$ 以及 $\text{N}_2\text{O}_5$ 、 $\text{NO}_3$ 等高价态氮氧化物的场景<sup>[30-31]</sup>。

## 4 结语

文中设计了一种用于空气介质阻挡放电的叠加高频振荡的高压正弦电源,包含振荡和逆变两个工作单元。振荡单元采用 $LC$ 并联谐振结构产生高频振荡,逆变单元采用 $LC$ 电压型谐振产生正弦波,两单元输出经过变压器升压后叠加形成叠加高频振荡的高压正弦输出。通过仿真分析振荡单元、逆变单元和两单元叠加后总输出的波形,验证了电源拓扑分析的正确性,并搭建叠加高频振荡的高压正弦电源样机并进行阻性负载实验,与拓扑分析以及仿真分析相对比,进一步验证了该电源设计的可行性。

在该电源样机的基础上,对比分析叠加高频振荡的高压正弦电源与传统正弦电源激励空气介质阻挡放电的放电波形、发射光谱和长寿命气相产物。在相同的功率密度条件下,与传统正弦电源激励相比,叠加高频振荡的高压正弦电源激励产生的放电次数更多、放电强度更大、氮氧化物产率更高,更有利于放电向氮氧化物模式转换。

## 参考文献:

- [1] 李天宇,孙 静,高钰婷,等. 等离子体催化及其在电力多元转换的应用研究进展[J]. 电工技术学报,2024,39(17):5461-5481.  
Li Tianyu, Sun Jing, Gao Yuting, et al. Research progress on plasma catalysis and its applications in power-to-X[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(17): 5461-5481.
- [2] 邵 涛,张 帅,章 程,等. 可再生能源驱动放电等离子体助推双碳目标策略与路线[J]. 中国电机工程学报,2024,44(18):7453-7478.  
Shao Tao, Zhang Shuai, Zhang Cheng, et al. The strategy and route of renewable energy driven discharge plasma boosting the carbon peak and carbon neutrality[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(18): 7453-7478.
- [3] 戴 栋,宁文军,邵 涛. 大气压低温等离子体的研究现状与发展趋势[J]. 电工技术学报,2017,32(20):1-9.  
Dai Dong, Ning Wenjun, Shao Tao. A review on the state of art and future trends of atmospheric pressure low temperature plasmas[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 1-9.
- [4] 李和平,于达仁,孙文廷,等. 大气压放电等离子体研究进展综述[J]. 高电压技术,2016,42(12):3697-3727.  
Li Heping, Yu Daren, Sun Wenting, et al. State-of-the-art of atmospheric discharge plasmas[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(12): 3697-3727.
- [5] 常延丽,张卓栋,张思瑶. 放电等离子体烧结制备B10铜镍合金及

- 其耐腐蚀性能[J]. 西安工程大学学报,2024,38(3):39-44.  
Chang Yanli, Zhang Zhuodong, Zhang Siyao. Preparation and corrosion resistance of Cu-10Ni alloy by discharge plasma sintering [J]. Journal of Xi'an Polytechnic University, 2024, 38(3): 39-44.
- [6] Wang Zifeng, Wang Xiangyu, Xu Shenghang, et al. Off-site production of plasma-activated water for efficient disinfection: the crucial role of high valence  $\text{NO}_x$  and new chemical pathways[J]. Water Research, 2024(267): 122541.
  - [7] 时 帅,刘 杰,米 阳,等. 基于先进绝热压缩空气储能站的电-热综合能源系统优化运行方法[J]. 电测与仪表,2024,61(2):25-33.  
Shi Shuai, Liu Jie, Mi Yang, et al. Optimal operation method of electricity-heat integrated energy system with AA-CAES station[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(2): 25-33.
  - [8] 卢新培,罗婧怡,聂兰兰,等. 等离子体医学研究进展[J]. 高电压技术,2024,50(8):3555-3579.  
Lu Xinpei, Luo Jingyi, Nie Lanlan, et al. Progresses in plasma medicine research[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(8): 3555-3579.
  - [9] 刘定新,张基坤,王子丰,等. 等离子体活化介质技术及其生物医学应用[J]. 电工技术学报,2024,39(12):3855-3868.  
Liu Dingxin, Zhang Jishen, Wang Zifeng, et al. Plasma-activated media technology and its biomedical applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3855-3868.
  - [10] 许飞宇,燕伯峰,刘宇鹏,等. 空气缝隙对抗直流分量电流互感器影响研究[J]. 电测与仪表,2024,61(10):203-208.  
Xu Feiyu, Yan Bofeng, Liu Yupeng, et al. Research on influence of air gap on anti-DC component current transformer[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(10): 203-208.
  - [11] 兰宇丹,何立明,丁 伟. 高频高压下介质阻挡放电的实验研究[J]. 高压电器,2010,46(8):35-38.  
Lan Yudan, He Liming, Ding Wei. Investigation and simulation of dielectric barrier discharge under high frequency and high voltage [J]. High Voltage Apparatus, 2010, 46(8): 35-38.
  - [12] 王 军,李 超,唐 炜. 双介质NTP反应器性能试验及空气放电产生 $\text{NO}_x$ 的机理分析[J]. 内燃机工程,2016,37(6):241-245.  
Wang Jun, Li Chao, Tang Wei. Performance test of double-dielectric NTP reactor and mechanism analysis on the generation of  $\text{NO}_x$  in air discharge[J]. Chinese Internal Combustion Engine Engineering, 2016, 37(6): 241-245.
  - [13] Shimizu T, Sakiyama Y, Graves D B, et al. The dynamics of ozone generation and mode transition in air surface micro-discharge plasma at atmospheric pressure[J]. New Journal of Physics, 2012(14): 103028.
  - [14] Pavlovich M J, Clark D S, Graves D B. Quantification of air plasma chemistry for surface disinfection[J]. Plasma Sources Science & Technology, 2014, 23(6): 065036.
  - [15] 卜宪标,陈 昕,李华山,等. 面向海上风电的水下压缩空气储能性能分析及提效技术[J]. 电力建设,2024,45(8):106-117.  
Bu Xianbiao, Chen Xin, Li Huashan, et al. Performance analysis and efficiency-improving technology of underwater compressed air energy storage for offshore wind power[J]. Electric Power Construction, 2024, 45(8): 106-117.

- [16] 赵睿,景瑞斌,赵龙,等.绝缘介质理化特性辅助油浸式电抗器故障定位及诊断[J]. 变压器,2023,60(4):62-66.  
Zhao Rui, Jing Ruibin, Zhao Long, et al. Physical and chemical characteristics of insulating medium assist fault location and diagnosis of oil-immersed reactor[J]. Transformer, 2023, 60(4): 62-66.
- [17] 彭燕昌,严萍,舒立,等.介质阻挡放电用大功率高频高压电源的研究[J]. 高电压技术,2002,28(s1):35-36.  
Peng Yanchang, Yan Ping, Shu Li, et al. Research on a HP/HF/HV power supply used in dielectric barrier discharge[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(s1): 35-36.
- [18] 邵涛,章程,王瑞雪,等.大气压脉冲气体放电与等离子体应用[J]. 高电压技术,2016,42(3):685-705.  
Shao Tao, Zhang Cheng, Wang Ruixue, et al. Atmospheric - pressure pulsed gas discharge and pulsed plasma application[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(3): 685-705.
- [19] 郝玲艳,李清泉.纳秒脉冲电源作用下沿面介质阻挡放电等离子体特性参数的仿真计算[J]. 高压电器,2017,53(4):53-59.  
Hao Lingyan, Li Qingquan. Simulation calculation of the surface dielectric barrier discharge characteristic parameters under nanosecond[J]. High Voltage Apparatus, 2017, 53(4): 53-59.
- [20] Jalbrzykowski S, Citko T. Current-fed resonant full-bridge boost DC/AC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1198-1205.
- [21] Zhang Cheng, Shao Tao, Xu Jiayu, et al. A gliding discharge in open air sustained by high-voltage resonant AC power supply[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2012, 40(11): 2843-2849.
- [22] 李帅康,黄邦斗,章程,等.全固态双极性纳秒脉冲电源研制及应用[J]. 强激光与粒子束,2021,33(6):40-50.  
Li Shuaikang, Huang Bangdou, Zhang Cheng, et al. Development and application of all - solid - state bi - polar nanosecond pulse generators[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2021, 33(6): 40-50.
- [23] Redondo L M. A DC voltage-multiplier circuit working as a high-voltage pulse generator[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2010, 38(10): 2725-2729.
- [24] Sakamoto T, Nami A, Akiyama M, et al. A repetitive solid state marx-type pulsed power generator using multistage switch-capacitor cells[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2012, 40(10): 2316-2321.
- [25] 王兆安,黄俊.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2000.  
Wang Zhaoan, Huang Jun. Power electronic technology[M]. Beijing: China Machine Press, 2000.
- [26] Xi Wang, Wang Wei, Liu Zhijie, et al. Mode transition of air surface micro-discharge and its effect on the water activation and antibacterial activity[J]. Plasma Sources Science & Technology, 2020, 29(9): 095013.
- [27] Marinov D, Drag C, Blondel C, et al. Pressure broadening of atomic oxygen two-photon absorption laser induced fluorescence[J]. Plasma Sources Science & Technology, 2016, 25(6): 06LT03.
- [28] Herron J T, Green D S. Chemical kinetics database and predictive schemes for nonthermal humid air plasma chemistry. part II. neutral species reactions[J]. Plasma Chemistry and Plasma Processing, 2001, 21(3): 459-481.
- [29] Itikawa Y. Cross sections for electron collisions with Nitrogen molecules[J]. Journal of Physical and Chemical Reference Data, 2006, 35(1): 31-53.
- [30] 李国新,毛秀丽,夏湘滨,等.一起变压器成品试验中本体介质损耗超标的原因分析及处理[J]. 变压器,2025,62(1):73-80.  
Li Guoxin, Mao Xiuli, Xia Xiangbin, et al. Cause analysis and treatment of excessive dielectric loss of main body in transformer finished product test [J]. Transformer, 2025, 62(1): 73-80.
- [31] Wang Zifeng, Wang Luge, Zhang Pengfei, et al. Time - sharing synergy of NO<sub>x</sub> mode and O<sub>3</sub> mode air discharges for efficient and pollution - free disinfection[J]. Plasma Processes and Polymers, 2024(21): 2400083.

杨魏吉(2000—),男,硕士研究生,主要研究方向为等离子体生物医学技术。

王子丰(1996—),男,博士,助理教授,主要研究方向为放电等离子体的理化机制与生物医学应用(通信作者)(E-mail: zfwang@xjtu.edu.cn)。

刘定新(1982—),男,博士,教授,主要研究方向为放电等离子体理论与技术、等离子体生物医学技术、电器设备故障诊断技术。