

移相控制串联谐振式臭氧发生器电源分析

唐雄民, 刘 铮, 彭永进, 易 娜

(湖南大学电气与信息工程学院, 湖南省 长沙市 410082)

Research on DBD-type Ozonier Powered by Series Resonant Inverter With Phase Shifting Control

TANG Xiong-min, LIU Zheng, PENG Yong-jin, YI Na

(College of Electric & Information, Hunan University, Changsha 410082, Hunan Province, China)

ABSTRACT: The dielectric barrier discharge(DBD)-type ozonier powered by full bridges series resonant inverter with phase shifting control was studied. By analyzing the on-off conditions of the power switches and the states of discharge and non-discharge in DBD circuit, the working modes of power supply were achieved and the equations describing these modes was deduced. Based on these equations, the expressions of working frequency of power supply, peak voltage of DBD circuit, peak current of inverter and discharging power of DBD circuit were made. By these expressions, the regulating characteristics of the four former parameters were made. Finally, the results of theory calculation and experimental results were compared, which prove that the DBD circuit power by resonant inverter can be analyzed in mode analysis and the expressions can be validated by experiments.

KEY WORDS: phase shifting phase control; serial resonant inverter; dielectric barrier discharge circuit; modes analysis

摘要: 对工作在一种移相控制下的串联负载谐振式全桥逆变器供电的介质阻挡放电(DBD)型臭氧发生器的供电电源进行详细的分析, 通过结合逆变桥中开关器件的通断状况和 DBD 电路的放电、未放电状态, 得出了 DBD 电路的供电电源在移相控制下的 2 种不同点火状况及其在不同点火状况下的电路工作模式。在模式分析的基础上, 推导供电电源的工作频率、DBD 电路承受的峰值电压、逆变电路输出电流峰值和电路放电功率的显性表达式, 并通过这些公式对这 4 个主要参数的调节特性进行分析。最后给出理论计算和实验结果的对比分析, 验证利用模式分析方法分析 DBD 电路的可行性以及理论推导的正确性。

关键词: 移相控制; 串联谐振; 介质阻挡放电电路; 模式分析

0 引言

臭氧是一种不产生二次污染的氧化剂和消毒

剂, 广泛地应用于杀菌、漂白和工业氧化领域^[1-3]。目前有多种合成臭氧的方法, 但这些方法中, 介质阻挡放电法(DBD)具有能耗相对较低、单机臭氧产量大, 气源类型灵活、便于工业现场生产等优点, 因此DBD法是工业上合成臭氧的主要方法。为了提高臭氧的生产效率和降低生产成本, 生产和实验中已经使用了串、并联负载谐振式逆变电源^[4-6], 虽然已有文献对这类供电电源进行了分析和研究^[7-9], 但 these 方法都没有结合DBD负载特有的放电和不放电状态来描述DBD电路工作的实际过程, 为填补这一空白, 本文从DBD电路的原始等效电路^[10]出发, 采用模式分析的方法, 对工作在移相控制下的串联负载谐振供电的DBD电路进行详细的推导, 给出电路的约束方程, 并在实验的基础上验证本文分析和结论的正确性。

1 DBD 电路的负载特性

介质阻挡放电又称无声放电, 它是用绝缘介质插入放电空间的一种气体放电, 当放电电极上施加足够高的交流电压时, 电极间的气体被击穿形成介质阻挡放电。因此一个完整的介质阻挡放电回路至少包含电极、绝缘介质和气隙 3 个部分^[10](图 1), 国内外大多数文献^[6-10]认为, 当电路处于未放电阶段时, 整个介质阻挡放电电路可视为由介质阻挡层

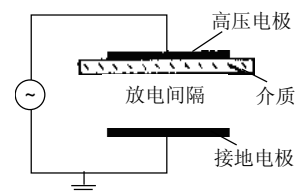


图 1 DBD 电路的结构

Fig. 1 Structure of DBD circuit

电容 C_{d0} 和气隙电容 C_{g0} 串联构成；当电路处于放电状态，即气隙电容被击穿状态，DBD电路可以等效为一个电压方向与输入电压方向相反电压源(U_{z0})与阻挡层电容串联的结构(图2)。

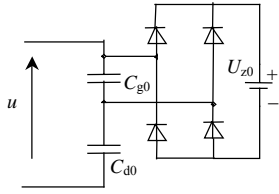


图2 DBD电路的等效模型
Fig. 2 Equivalent model of DBD circuit

2 全桥移相控制的串联负载谐振式DBD电路供电电源方案

2.1 逆变电路主回路

图3给出了全桥串联负载谐振式DBD电源的主回路图，图中 E 为逆变电路输入的直流电压；逆变器的输出经升压变压器 T 后施加给臭氧发生器，电感 L_0 为补偿电感，它与臭氧发生器负载构成串联谐振电路。

2.2 移相控制策略

图3所示的主电路的控制采用了如图4所示的移相控制策略。其基本原理是，检测逆变器输出电流 i ，利用其过零点来产生滞后桥臂管 Q_4 的驱动信号 P_4 (Q_3 管的驱动信号与之互补)，以保证滞后桥臂的驱动信号始终与输出电流 i 的相位一致；由 Q_1 和 Q_2 组成的超前桥臂的驱动信号分别超前于 P_4 和 P_3 ，超前的角度为移相角 α ，改变移相角 α 或者调节逆变桥输出电压的宽度 T_p ，就能对

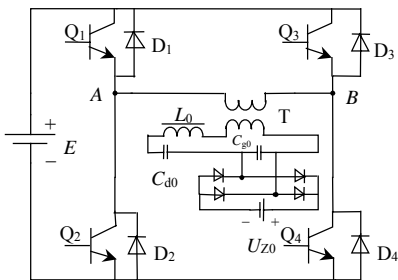


图3 电源主回路图
Fig. 3 Schematic diagram of power supply

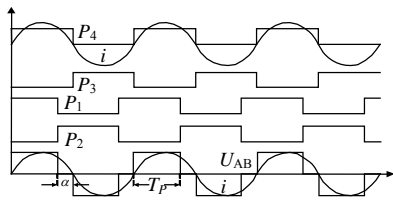


图4 移相控制策略
Fig. 4 Phase shifting control strategy of inverter

电路进行调节^[11]。

3 移相控制下的电路稳态分析

3.1 供电电源的2种点火状况

考虑到实际大功率臭氧发生器正常工作时频率都不会太高(主要考虑到发生器散热问题)，为分析简化，可作如下假设：①发生器运行中的各种条件恒定，即气隙等效电容、介质阻挡电容和放电维持电压恒定；②认为开关管换相时间很短，在电路分析中可以忽略^[12-13]。③升压变压器为理想变压器^[14-15]。

将DBD负载电路折合到变压器原边后有 $C_d = n^2 C_{d0}$ 、 $C_g = n^2 C_{g0}$ 、 $U_Z = U_{Z0} / n$ 、 $L = L_0 / n^2$ ，其中： n 为变压器变比； C_d 、 C_g 、 U_Z 和 L 分别为 C_{d0} 、 C_{g0} 、 U_{Z0} 和 L_0 折算到变压器原边的值。

通过结合DBD负载的放电与否和电源的供电状况，可以得出工作在移相控制下DBD电路存在2种不同的工作状态，见图5和图6，其中： u_{AB} 为逆变器输出电压； u_{cg} 为气隙电容 C_g 上的电压； U_Z 为放电维持电压。可以发现这2种工作状态最大的不同之处在于放电现象出现的时刻不同，在图5所现在逆变输出电压为正(负)时，因此可将这种工作状态定义为正(负)点火状况；而在图6所示的工作状

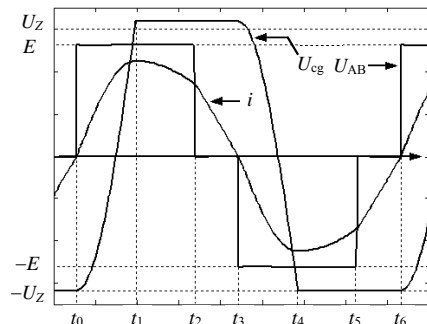


图5 正点火状况的工作波形示意图
Fig. 5 Working waves of positive trigger state

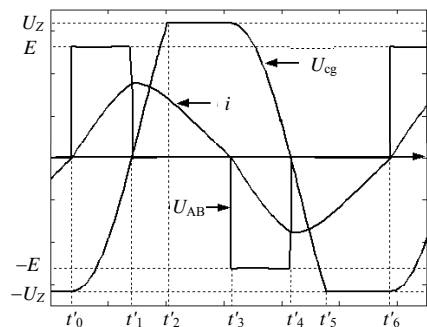


图6 环流点火状况的工作波形示意图
Fig. 6 Working waves of circumfluence trigger state

况中, 由于逆变电路输出电压的宽度窄, DBD 电路的正(负)向放电出现在逆变输出电压为零时, 即出现在逆变电路环流阶段, 可将这种工作状态定义为环流点火状况。

3.2 正馈点火状况下的电路分析

图 5 中, t_0 为电流正向过零时刻, t_1 为正向放电开始时刻, t_2 为逆变器输出电压由正变零时刻, t_3 为电流负向过零时刻, t_4 为负向放电开始时刻, t_5 为逆变器输出电压由负变零时刻, t_6 为电流重新正向过零时刻。根据电流、电压的相位关系以及 DBD 电路是否出现放电现象, 可以推导出正半工作周期内(以电流正向过零作为正半周期开始时刻)电路存在 3 个模式, 即正馈充电模式、正馈放电模式和回馈放电模式, 这 3 个模式分别对应图 5 中 $t_0 \rightarrow t_1$ 、 $t_1 \rightarrow t_2$ 和 $t_2 \rightarrow t_3$ 时间段。为了能推出电路中主要电气量的显性表达式, 采用从逆变电路输出电压由正变零时刻, 作为整个模式分析的起始点。

(1) 正馈点火状况下环流放电模式分析。

环流放电模式的等效电路如图 7 所示(图 5 中 $t_2 \rightarrow t_3$ 时间段), 此时电路满足

$$\begin{cases} Ldi/dt + U_Z + u_{cd} = 0 \\ C_d du_{cd}/dt = i \end{cases} \quad (1)$$

式中 u_{cd} 为电容 C_d 的电压, 将模式初值代入式(1)可得

$$\begin{cases} u_{cd}(t) = [u_{cd}(t_2) + U_Z] \cos(\omega_2 t) + \\ \quad i(t_2) \sin(\omega_2 t) / (C_d \omega_2) - U_Z \\ i(t) = -\omega_2 C_d [u_{cd}(t_2) + U_Z] \sin(\omega_2 t) + \\ \quad i(t_2) \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad (2)$$

式中 $u_{cd}(t_2)$ 和 $i(t_2)$ 分别为 u_{cd} 和 i 在环流模式中的初值, $\omega_2 = \sqrt{1/LC_d}$ 。

环流放电模式在 $i(t) = 0$ 时刻(即图 5 中的 t_3 时刻)结束, 此时电容 C_d 达到其最大值 U_d , 因此有

$$\begin{cases} u_{cd}(t_3) = U_d = [u_{cd}(t_2) + U_Z] \cos(\omega_2 t_3) + \\ \quad [i(t_2) \sin(\omega_2 t_3)] / C_d \omega_2 - U_Z \\ i(t_3) = 0 = -\omega_2 C_d [u_{cd}(t_2) + U_Z] \sin(\omega_2 t_3) + \\ \quad i(t_2) \cos(\omega_2 t_3) \end{cases} \quad (3)$$

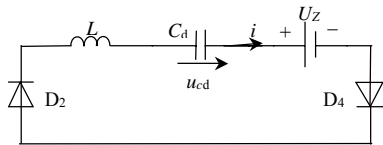


图 7 环流放电模式等效电路

Fig. 7 Equivalent circuit of circumfluence discharge mode

(2) 正馈点火状况下正馈充电模式分析。

图 8 给出了正馈充电模式(图 5 中 $t_0 \rightarrow t_1$ 时间段)的等效电路, 电路满足

$$\begin{cases} Ldi/dt + u_{cg} + u_{cd} = E \\ C_g du_{cg}/dt = C_d du_{cd}/dt = i \end{cases} \quad (4)$$

将环流放电模式的终值代入式(4)可得

$$\begin{cases} i(t) = C\omega_1(E + U_d + U_Z) \sin(\omega_1 t) \\ u_{cg}(t) = [-C(E + U_d + U_Z) \cos(\omega_1 t)] / C_g + \\ \quad C(E + U_d + U_Z) / C_g - U_Z \\ u_{cd}(t) = [-C(E + U_d + U_Z) \cos(\omega_1 t)] / C_d + \\ \quad C(E + U_d + U_Z) / C_d - U_d \end{cases} \quad (5)$$

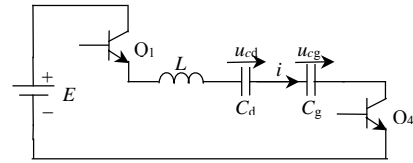


图 8 正馈充电模式等效电路

Fig. 8 Equivalent circuit of positive charge mode

正馈充电模式在 $u_{cg}(t) = U_Z$ 时刻(图 5 中 t_1 时刻)结束, 将 $u_{cg}(t) = U_Z$ 代入式(5)可得正馈充电模式结束时 C_d 电压 $u_{cd}(t_1)$ 、电流 $i(t_1)$ 的表达式以及正馈充电模式持续时间为

$$\begin{cases} u_{cd}(t_1) = 2U_Z C_g / C_d - U_d \\ i(t_1) = 2\omega_1 \sqrt{U_Z C C_g (U_Z + U_d + E) - U_Z^2 C_g^2} \\ T_1 = t_1 - t_0 = \arccos\{1 - 2U_Z C_g / [C(E + \\ \quad U_Z + U_d)]\} / \omega_1 \end{cases} \quad (6)$$

其中: $\omega_1 = \sqrt{1/LC}$; $C = C_g C_d / (C_g + C_d)$ 。

(3) 正馈点火状况下正馈放电模式分析。

图 9 给出了正馈放电模式(图 5 中的 $t_1 \rightarrow t_2$ 时间段)的等效电路, 此时有

$$\begin{cases} Ldi/dt + u_{cd} = E - U_Z \\ C_d du_{cd}/dt = i \end{cases} \quad (7)$$

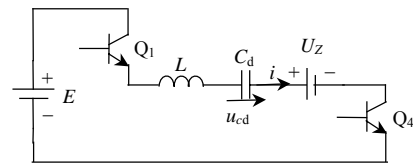


图 9 正馈放电模式的等效电路

Fig. 9 Equivalent circuit of positive discharge mode

将上一模式的终值式(6)代入式(7), 可得

$$\begin{cases} u_{cd}(t) = [u_{cd}(t_1) + U_Z - E] \cos(\omega_2 t) + [i(t_1) \cdot \\ \quad \sin(\omega_2 t) / (C_d \omega_2) + E - U_Z \\ i(t) = \omega_2 C_d (E - u_{cd}(t_1) - U_Z) \sin(\omega_2 t) + \\ \quad i(t_1) \cos(\omega_2 t) \end{cases} \quad (8)$$

(4) 正馈点火状况下电路性能的稳态分析。

要对前面的表达式进行求解,必须先对电容 C_d 的峰值电压 U_d 进行求解,当电路处于稳定状态,应有

$$\begin{cases} u_{cd}(t_2) = [u_{cd}(t_1) + U_Z - E] \cos(\omega_2 t_2) + [i(t_1) \cdot \\ \sin(\omega_2 t_2)] / (C_d \omega_2) + E - U_Z \\ i(t_2) = \omega_2 C_d [E - u_{cd}(t_1) - U_Z] \sin(\omega_2 t_2) + \\ i(t_1) \cos(\omega_2 t_2) \end{cases} \quad (9)$$

将式(3)、(6)代入式(9)并化简得

$$U_d = \frac{2\beta U_Z^2 + EU_Z(\cos(\omega_2 T_3) - 1)}{2U_Z - E(1 + \cos(\omega_2 T_3))} \quad (10)$$

式中: $T_3 = t_3 - t_2$ 为环流放电模式持续时间; $\beta = C_g / C_d$ 为一比值。

在 U_d 已知的情况下,就能对正馈点火状况下的,诸如电路工作频率、逆变电路输出峰值、DBD 负载承受的最大电压以及 DBD 电路的放电功率等关键参数进行分析。电路的工作频率 f 为

$$f = 0.5 / (t_3 - t_0) = 0.5 / (T_1 + T_2 + T_3) \quad (11)$$

其中: T_1 为正馈充电模式持续时间; $T_2 = t_2 - t_1$, 即为正馈放电模式持续时间,其表达式为

$$T_2 = \left\{ \frac{[(U_d + U_Z) \cos(\omega_2 t_3) - E]}{\sqrt{[u_{cd}(t_1) + U_Z - E]^2 + [i(t_1) / (C_d \omega_2)]^2}} - \arctan \left\{ \frac{C_d \omega_2 [u_{cd}(t_1) + U_Z - E]}{i(t_1)} \right\} \right\} / \omega_2 \quad (12)$$

DBD 负载上承受的最大电压为

$$U_p = n(U_Z + U_d) \quad (13)$$

在正馈点火状况下,逆变电路输出电流的峰值可能出现在正馈充电模式和正馈放电模式以及这 2 个模式切换点处,由此可得逆变电路输出电流的峰值 i_{\max} 为:

$$i_{\max} = \max(i_{\max 1}, i_{\max 2}) \quad (14)$$

$$i_{\max 1} = \begin{cases} C\omega_1(E + U_d + U_Z), & \omega_1 T_2 \geq \pi/2 \\ 2\omega_1 \sqrt{U_Z C C_g (U_Z + U_d + E) - U_Z^2 C_g^2}, & \omega_1 T_2 < \pi/2 \end{cases} \quad (15)$$

$$i_{\max 2} = \begin{cases} \sqrt{\{\omega_2 C_d [E - u_{cd}(t_2) - U_Z]\}^2 + i(t_2)^2}, & [u_{cd}(t_1) + U_Z - E] > 0 \\ 2\omega_1 \sqrt{U_Z C C_g (U_Z + U_d + E) - U_Z^2 C_g^2}, & [u_{cd}(t_1) + U_Z - E] < 0 \end{cases} \quad (16)$$

由于电路在正馈放电模式和环流放电模式中均出现了放电现象,因此 DBD 电路的放电功率为

$$P = 2f \left[\int_0^{T_2} U_Z i dt + \int_0^{T_3} U_Z i dt \right] = 4f U_Z C_d (U_p - \beta U_Z) \quad (17)$$

3.3 环流点火状况下电路的分析

采用正馈点火状况下电路相同分析的方法,可得环流点火状况下电路的 3 个工作模式为:正馈充电模式、环流充电模式和环流放电模式。图 10 给出了环流点火状况下特有的环流充电模式的等效电路示意图,其余 2 个模式的等效电路仍分别如图 7 和 8 所示。

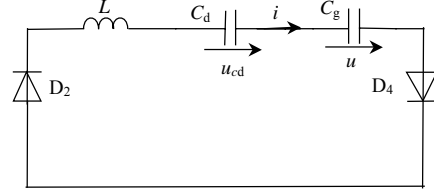


图 10 环流充电模式等效电路
Fig. 10 Equivalent circuit of circumfluence discharge mode

仿照前一节的推导过程,可得介质电容上承受的最高电压 U'_d 的显性表达式、电路频率 f' 、DBD 负载上的峰值电压 U'_p 和电路的放电功率 P' 的表达式为:

$$U'_d = [\beta E^2 + \beta U_Z E + 2\beta(\beta + 1)U_Z^2 - \beta(E + U_Z)E \cos(\omega_1 T'_1)] / [2(\beta + 1) \cdot U_Z - \beta E + \beta E \cos(\omega_1 T'_1)] \quad (18)$$

$$f' = 0.5 / (T'_1 + T'_2 + T'_3) \quad (19)$$

$$U'_p = n(U_Z + U'_d) \quad (20)$$

$$i'_{\max} = \begin{cases} C\omega_1(E + U'_d + U_Z), & \omega_1 T'_1 \geq \pi/2 \\ C\omega_1(E + U'_d + U_Z) \sin(\omega_1 T'_1), & \omega_1 T'_1 < \pi/2 \end{cases} \quad (21)$$

$$P' = 4f' U_Z C_d (U'_p - \beta U_Z) \quad (22)$$

正馈充电模式结束时,电容 C_d 、 C_g 的电压 $u_{cd}(t'_1)$ 、 $u_{cg}(t'_1)$ 和电流 $i(t'_1)$ 为

$$\begin{cases} u_{cg}(t'_1) = [-C(E + U'_d + U_Z) \cos(\omega_1 T'_1)] / C_g + \\ C(E + U'_d + U_Z) / C_g - U_Z \\ u_{cd}(t'_1) = [-C(E + U'_d + U_Z) \cos(\omega_1 T'_1)] / C_d + \\ C(E + U'_d + U_Z) / C_d - U'_d \\ i(t'_1) = C\omega_1(E + U'_d + U_Z) \sin(\omega_1 T'_1) \end{cases} \quad (23)$$

环流充电模式结束时,电容 C_d 的电压 $u_{cd}(t'_2)$ 、电流 $i(t'_2)$ 为

$$\begin{cases} u_{cd}(t'_2) = 2\beta U_Z - U'_d \\ i(t'_2) = C\omega_1(E + U'_d + U_Z) \sin \omega_1 (T'_1 + T'_2) - \\ EC\omega_1 \sin(\omega_1 T'_2) \end{cases} \quad (24)$$

其中 T'_1 、 T'_2 和 T'_3 分别为正馈充电模式、环流充电模式和环流放电模式持续时间, T'_1 为逆变桥输出电压的宽度 T_P 。

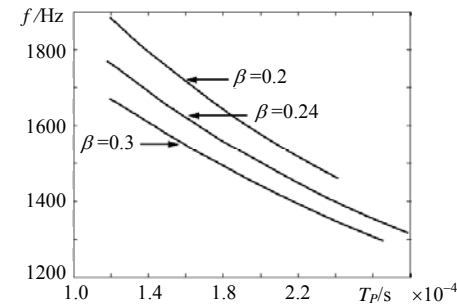
$$T_2' = \left\{ \frac{\arcsin \{U_Z - u_{cg}(t_1') + C[u_{cg}(t_1') + u_{cd}(t_1')]/C_g\}}{\sqrt{[i(t_1')/(\omega_1 C_g)]^2 + \{[Cu_{cg}(t_1') + Cu_{cd}(t_1')]/C_g\}^2}} - \arctan \{C\omega_1[u_{cg}(t_1') + u_{cd}(t_1')]/i(t_1')\} \right\} / \omega_1 \quad (25)$$

$$T_3' = \arctan \{i(t_2') / \{\omega_2 C_d[u_{cd}(t_2') + U_Z]\} \} / \omega_2 \quad (26)$$

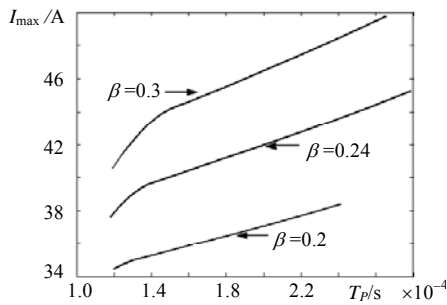
4 电路调节特性分析

在移相控制方式下，主要通过改变逆变电路输出电压的宽度 T_p 来调节电路的性能，由图 5 和图 6 可知在正馈点火状况下有： $T_p = T_1 + T_2$ ，在环流点火状况下有： $T_p = T_1'$ 。臭氧发生器和主回路中主要元器件一旦确定后，便可以通过本章推导的公式对电路的调节特性展开研究，并由此评价电路的性能。图 11 给出了图 12 所示臭氧发生器在某一典型参数(该参数取决于臭氧发生器中发生管的数目以及发生管的材质)下，不同 β 值下电路调节特性图，可以看出：

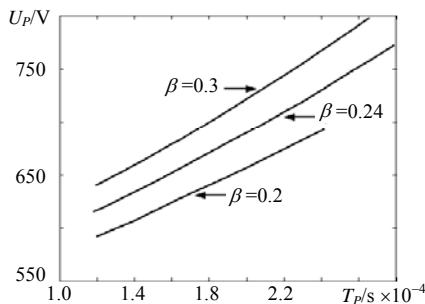
(1) 由于这种移相控制其本质仍属于感性控制，因此其频率调节特性与感性控制下电路的调节



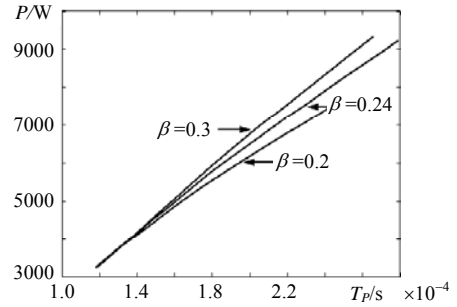
(a) 电路工作频率



(b) 逆变电路最大输出电流



(c) DBD 电路承受的峰值电压



(d) DBD 电路放电功率

图 11 电路主要参数调节曲线

Fig.11 Main electric parameter regulating curves of DBD circuit

特性基本类似，但在移相控制下，频率的调节特性线性度较感性控制要好。

(2) 在其他参数不变的情况下，增加发生器的 β 值，即减少阻挡介质层的厚度，将使电路的工作频率降低，逆变器输出电流峰值增加，发生器承受的电压升高，电路的放电功率提高。这一特性与实验结果是相符的^[16]。

(3) 当电路中的主要参数固定后，逆变电路输出电流峰值、发生器承受的峰值电压和放电功率基本与电流超前电压的时间呈线性变化，并且 β 值对这 3 个数值的变化率影响不大，这一点与容性控制非常类似^[17]。

(4) 当电路移相角度较大时，电路的放电功率较小，功率调节特性呈放射状。

5 理论分析和实验结果的对比分析

为验证本文假设的合理性、理论推导和模态分析的正确性，按照图 3 所示的主电路和图 4 所示的控制规律试制了一套产量为 1kgO₃/h 的臭氧发生器系统(图 12)，其中发生器由 74 根钛金发生管组成、阻挡介质电容 $C_{d0} = 0.5416\mu\text{F}$ 、 $C_{g0} = 0.1438\mu\text{F}$ 和放电维持电压 $U_{Z0} = 2\text{kV}$ ，变压器变比 $n = 5$ 、补偿电感 $L_0 = 33.6\text{mH}$ 、电路输出功率 15kW 左右，频率 1000~2500Hz。



图 12 臭氧发生器系统装置实物图

Fig.12 Appearance of ozone generating system

图13和图14分别给出了逆变器输出电流和电压波形以及流过发生器的电流和其上的电压波形,显然,可以通过观测电流中出现微放电的位置与逆变电路输出电压的相位关系来判定电路所处的点火状态,例如图13所示的波形表示电路处于正馈点火状态。图15给出了理论计算与实验结果

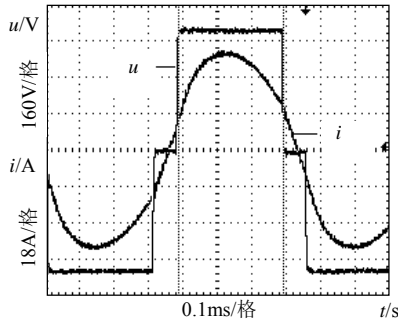


图13 逆变电路工作波形图

Fig. 13 Experimental wave of inverter

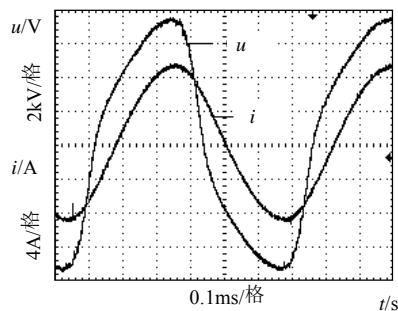


图14 DBD电路的工作波形

Fig. 14 Experimental wave of DBD circuit

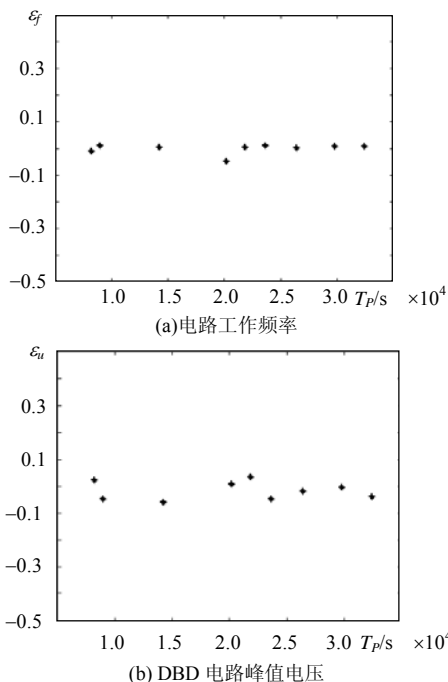


图15 理论分析和实验结果误差曲线图

Fig. 15 Error curves of theory calculating results and experimental results

的误差图,图中 f_{err} 和 U_{Perr} 分别为计算值与实验值的相对误差;从图中可以看出不论是 f 还是 U_p ,它们之间的误差均在6%之内,说明本文的模态分析和求解是正确的,并可以依靠本文的理论推导,对电路进行展开分析和设计。

6 结论

本文对移相控制下的全串联负载谐振式全桥逆变器供电的DBD型臭氧发生器的供电电源进行了详细地研究,通过研究,找出了整个电源系统的工作模态,并在模态分析的基础上研究了电源系统的性能,实验结果表明了本文分析方法和结论的正确性。本文采用的模态分析方法也适合其他控制下的DBD电路分析。

参考文献

- [1] 白希尧,张芝涛,白敏药,等. 臭氧产生方法及其应用[J]. 自然杂志, 2001, 22(6): 347-354.
Bai Xiyao, Zhang Zhitao, Bai Mindi, et al. Development of ozone generator and its application[J]. Ziran Zazhi, 2001, 22(6): 347-354(in Chinese).
- [2] 葛自良,吴於人. 工业臭氧发生器的技术改进[J]. 高电压技术, 1999, 25(3): 66-67.
Ge Ziliang, Wu Yuren. Study on technological improvement of industrial ozone generator[J]. High Voltage Engineering, 1999, 25(3): 66-67(in Chinese).
- [3] 司马文霞,刘贞瑶,蒋兴良,等. 硅橡胶表面分离水珠的局部放电对表面特性的影响[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 113-118.
Sima Wenxia, Liu Zhenyao, Jiang Xingliang, et al. Effects on surface performance of partial discharges due to discrete water droplets on the silicone rubber [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 113-118 (in Chinese).
- [4] 彭燕昌,严萍,舒立,等. 介质阻挡放电源大功率高频高压电源的研究[J]. 高电压技术, 2002, 28(12): 35-36.
Peng Yanchang, Yan Ping, Shu Li, et al. Research on HP/HF/HV power supply used in dielectric barriers discharge[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(12): 35-36(in Chinese).
- [5] 黄玉水,胡长生,张仲超,等. 基于闭环控制策略的负载谐振型臭氧发生器电源[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 91-94.
Huang Yushui, Hu Changsheng, Zhang Zhongchao, et al. Load resonant type power supply of ozonier Based on a close loop control strategy [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2004, 19(1): 91-94(in Chinese).
- [6] 刘钟阳,吴彦,王宁会. DBD型中高频臭氧发生器的动态负载特性[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 61-64.
Liu Zhongyang, Wu Yan, Wang Ninghui. Dynamic load characteristics of a DBD medium/high frequency ozonier[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 61-64 (in Chinese).
- [7] Akbari M, Zahedzadeh V, Shirmohammadzadeh S, et al. Efficient ozone generator using full-bridge inverter and its performance valuations[C]. The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, Singapore, 2003, 2:

- 1182-1187.
- [8] Mario P, Jorge A F, et al. Linear and non linear models for ozone generators[C]. The 9th IEEE International Power Electronics Congress, New Jersey, 2004: 251-256.
- [9] Marcos Alonso J, Jorge García, Calleja A J, et al. Analysis, design, and experimentation of a high-voltage power supply for ozone generation based on current-fed parallel resonant push-pull inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1364-1372.
- [10] 徐学基, 诸定昌. 气体放电物理[M]. 上海: 复旦大学出版社, 1996.
- [11] Nagai.S, Hiraki.E, Arai Y i, et al. New phase-shift soft-switching PWM series resonant inverter topologies and their practical evaluations[C]. International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Hong Kong, 1997, 1: 318-332.
- [12] 何湘宁, Willians B W, 钱照明, 等. 高功率逆变桥开通缓冲电路能量回馈研究[J]. 中国电机工程学报, 1997, 17(3): 157-161.
He Xiangning, Willians B W, Qian Zhaoming, et al. Passive energy recovery snubber for high power inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 1997, 17(3): 157-161(in Chinese).
- [13] 贲洪奇, 吴新科, 刘昭和. 基于脉冲宽度调制策略的零电流开关高功率因素 AC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(9): 49-52.
Ben Hongqi, Wu Xinke, Liu Zhaohe. A ZCS AC/DC converter with high power factor based on PWM control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 49-52(in Chinese).
- [14] 谢孟, 蔡昆, 胜晓松, 等. 400Hz 中频单相电压源逆变器输出控制及其并联运行控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 78-81.
Xie Meng, Cai Kun, Sheng Xiaosong, et al. Output of 400Hz single-phase voltage-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 78-81(in Chinese).
- [15] 陈道炼, 张友军. 单极性移相孔子高频埋藏交流环节逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 27-30.
Chen Daolian, Zhang Youjun. Research on uni-polarity shifting controlled inverter with high frequency pulse AC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 27-30(in Chinese).
- [16] 罗毅, 方志, 邱毓昌, 等. 介质阻挡放电影响因素分析[J]. 高压电气, 2004, 40(2): 81-83.
Luo Yi, Fang Zhi, Qiu Yuchang, et al. Analysis of influencing factors on dielectric barrier discharge[J]. High Voltage Apparatus, 2004, 40(2): 81-83(in Chinese).
- [17] 黄玉水, 吕宏, 王立乔, 等. 臭氧发生器电源的容性控制的研究[J]. 高电压技术, 2002, 28(10): 41-42.
Huang Yushui, Lü Hong, Wang Liqiao, et al. Study on capacitive control in the power supply of ozonier[J]. High Voltage Engineering, 2002, 28(10): 41-42(in Chinese).

收稿日期: 2007-01-30.

作者简介:

唐雄民(1977—), 男, 博士研究生, 主要从事大功率逆变电源技术方面的研究工作, tangxiongmin@126.com;

刘 铮(1977—), 男, 博士研究生, 主要从事嵌入式系统的研究工作;

彭永进(1938—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电子技术和嵌入式系统的研究和教学工作;

易 娜(1981—), 女, 硕士, 主要从事磁性元件的分析和设计工作。

(编辑 车德竞)