

# 高频无极灯电源变换器的建模和参数影响分析

刘冲董威

(西安工业大学光电工程学院 西安 710021)

**摘要:**为了提高无极灯逆变变换器工作的稳定性,本文对其进行建模,并进行参数影响分析。首先根据自驱动型无极灯逆变变换器工作的开关状态,对每个开关状态进行分析;然后分别建立其状态空间表达式,利用状态空间平均法建立电源变换器电路的数学模型,对模型进行平均化、直流、交流小信号处理;最后在频域内对模型参数仿真分析,得出器件参数对电源系统稳定性和工作状态的影响大小。该理论分析为后期参数优化提供依据,逆变变换器器件的最优化选型会提高无极灯逆变变换器的工作稳定性,减小功率器件的能量损耗。

**关键词:** 高频无极灯;高频发生器;建模仿真

**中图分类号:** TN710 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

## Modeling and parameter analysis of power converter of high frequency electrodeless lamp

Liu Chong Dong Wei

(College of Optoelectronic Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China)

**Abstract:** In order to improve the stability of the power inverter converter of the lamp, this paper has built a model and analyzed the parameter. Firstly, analyze each switch state based on self-driven lamp inverter converter. Then establish each state space expression and build the model of the power inverter converter, and process the average and the DC and AC small signal. Finally, simulate and analyze the model in the frequency domain to get the device parameters' effect to the power system stability and working conditions. This theoretical analysis provide a basis for post-parameter optimization, the optimization selection of inverter converter device will increase the stability of the lamp inverter converter and reduce energy loss of power devices.

**Keywords:** high frequency electrodeless lamp; high frequency generator; modeling and simulation

### 1 引言

高频等离子体放电无极灯简称无极灯,由于这种新型气体放电光源没有电极,所以具有传统光源不具备的很多优点,比如寿命长、光效好、高显色性、基本无闪频等<sup>[1-3]</sup>。所以无极灯已经广泛应用于生活和工业生产当中。

对于无极灯的研究,国内外主要集中在高频发生器的变换器方面,使得无极灯高频发生器的效率和控制方式有了一定的改善。无极灯电源为泡体耦合器提供稳定的电压和电流,为了满足电磁兼容 EMC 标准要求,高频无极灯一般都工作在 2.65 MHz 的频率下<sup>[4-6]</sup>。由于无极灯电源本身的工作特性,只能采取自驱动方式,但是自驱动系统的稳定性易受负

载、温度、电磁干扰等因素的影响,并且开关管在控制上的准确增加了开关损耗,使得镇流器变换效率和寿命的下降<sup>[7-8]</sup>,所以对其高频变换器器件参数对稳定性影响的研究就极为重要。目前国内外还没有对这方面进行研究,因为变换器工作在开关状态,对其研究主要还是使用状态空间平均法,从变换器不同拓扑的状态方程出发,经过平均化、直流、交流小信号处理,得到变换器稳态和动态小信号特征的数学模型,最后对模型通过 MATLAB 进行频域仿真分析,得出器件参数因素对高频发生器稳定性的影响大小。

### 2 变换器开关过程分析

作为高频发生器的核心部分,高频逆变电路为泡体提

收稿日期:2015-11

供高频交流电压,它决定电源系统是否高效稳定工作以及输出电压的品质。无极灯高频逆变电路采用的是半桥自激式驱动,电路结构如图1所示。

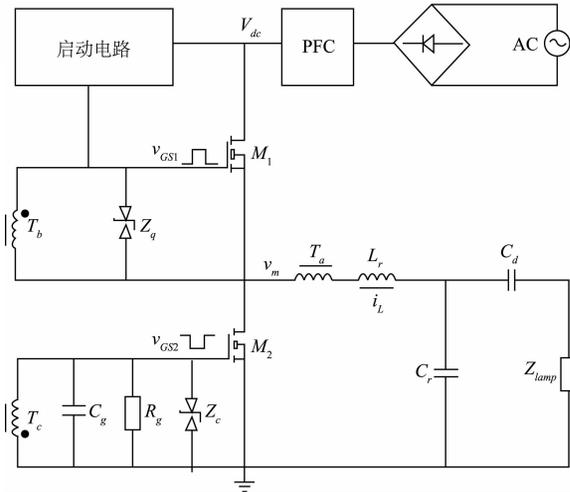


图1 自激式逆变器结构

PFC校正输出电压为400V,加在半桥逆变电路两端,在桥臂中点输出高频交流电, $L_r$ 和 $C_r$ 组成串联谐振,震荡环原边 $T_a$ 串联于谐振电路,对副边MOS管开关具有反馈作用,副边 $T_b$ 和 $T_c$ 分别接在 $M_1$ 、 $M_2$ 的栅极驱动开通关断, $Z_b$ 、 $Z_c$ 为双向稳压管,下面将对高频逆变电路每个开关状态进行分析<sup>[9]</sup>,如图2~7所示。

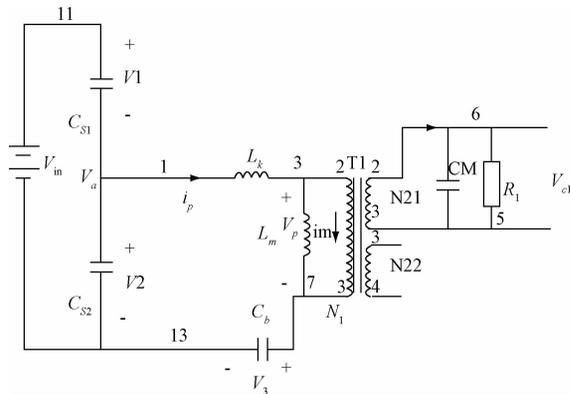


图2 电容充电和谐振阶段

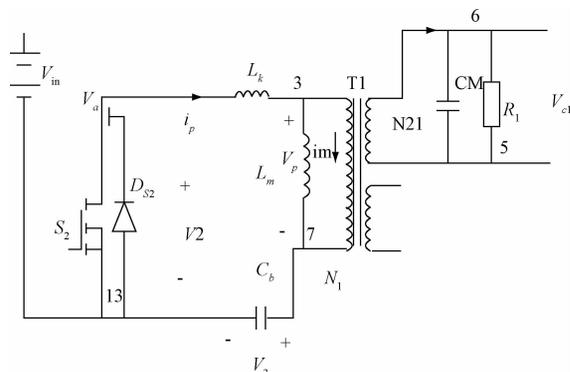


图3 电感放电阶段

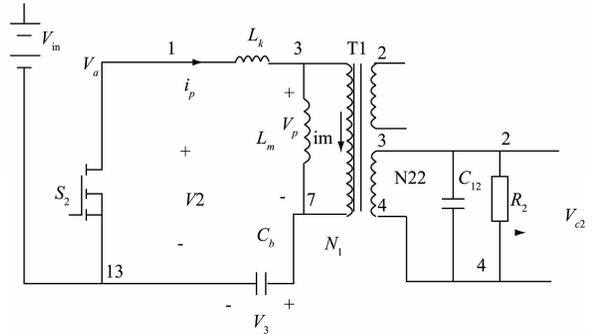


图4 准恒流阶段

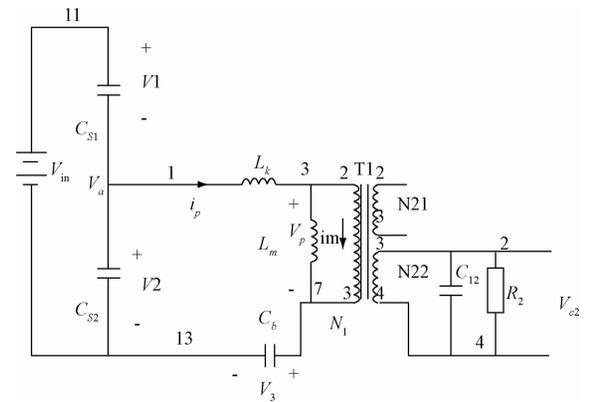


图5 电容充电和共振阶段

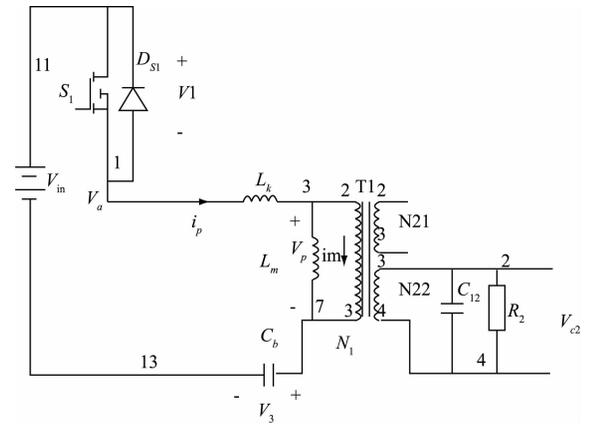


图6 电感放电阶段

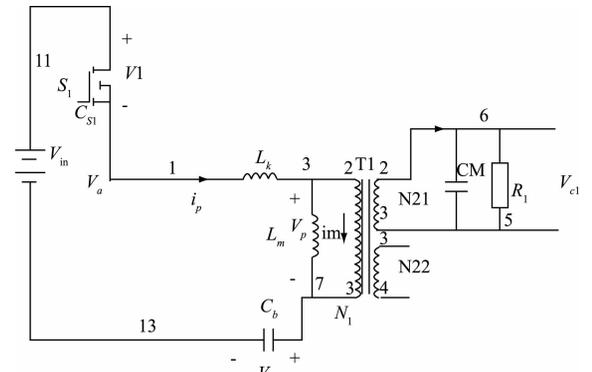


图7 准恒流阶段

### 2.1 电容充电阶段( $t_0 \sim t_1$ )

如图2所示,  $t = t_0$  时, 开关管  $S_1$  关断, 电路为电容充电状态, 变压器漏感电流流过  $C_{S1}$  和  $C_{S2}$ ,  $C_{S1}$  电压线性上升,  $C_{S2}$  电压线性下降。此时次级有电压  $V_{O1}$  输出,  $t_1$  时刻该阶段结束, 此时  $V_a = v_2 = v_3$ 。该阶段状态方程为:

$$2C \frac{dvA(t)}{dt} = -Ip0 \quad (1)$$

$$vA(t) = -\frac{Ip0}{2C}(t - t_0) + Vin$$

### 2.2 谐振过程( $t_1 \sim t_2$ )

如图2所示,  $t = t_1$  时, 原边电压开始变负, 电容  $C_{S1}$ 、 $C_{S2}$  和漏感  $L_k$  形成串联谐振, 漏感电流开始减小。该阶段的状态方程为:

$$2C \frac{dvA(t)}{dt} = -ip \quad (2)$$

$$Lk \frac{diP(t)}{dt} = vA - v3 - vpvA(t) =$$

$v3 - Ip1Zn \sin \omega_k(t - t_1)$

式中:  $\omega_k$  谐振角频率,  $\omega_k = \sqrt{\frac{1}{2CLk}}$ ,  $Z_n$  为特征阻抗:

$$Z_n = \sqrt{\frac{Lk}{2C}}$$

### 2.3 电感放电阶段( $t_2 \sim t_4$ )

如图3所示,  $t = t_2$  时,  $v_A$  变为零,  $S_2$  反并联二极管  $D_{S2}$  开始导通。恒定的电压(忽略纹波)加在漏感  $L_k$  和  $L_m$  上, 电流线性下降,  $t_3$  时刻变压器原边电流  $i_p$  过零, 并反向增大, 此时次级有电压  $V_{O1}$  输出。该阶段的状态方程为:

$$Lk \frac{diP(t)}{dt} = -v_3 - v_p \quad (3)$$

### 2.4 准恒流阶段( $t_4 \sim t_5$ )

如图4所示,  $t = t_4$  时, 开关管  $S_2$  完全导通, 变压器次级  $N_{21}$  停止导通,  $N_{22}$  产生输出电压  $V_{O2}$ , 此时  $v_A(t) = 0$ ,  $t = t_5$  时开关管  $S_2$  关断, 该阶段结束, 在该过程变压器漏感电流线性增加不多, 近似认为保持不变。由于开关管  $S_1$  的开关过程与开关管  $S_2$  过程相似, 这里不再详述, 只列出各阶段的状态方程。

### 2.5 电容充放电阶段( $t_5 \sim t_6$ )

如图5所示, 状态方程:

$$2C \frac{dvA(t)}{dt} = ip \quad (4)$$

### 2.6 谐振阶段( $t_6 \sim t_7$ )

如图5所示, 状态方程:

$$2C \frac{dvA(t)}{dt} = -ip \quad (5)$$

$$Lk \frac{diP(t)}{dt} = vA - v3 - vp$$

### 2.7 电感放电阶段( $t_7 \sim t_9$ )

如图6所示, 状态方程为:

$$Lk \frac{diP(t)}{dt} = v3 - \frac{V5}{n2} - Vin$$

$$Cf2 \frac{dV5}{dt} = -\frac{V5}{R} + \frac{ip}{n2} - \frac{im}{n2} \quad (6)$$

### 2.8 准恒流阶段( $t_9 \sim t_{10}$ )

如图7所示, 状态方程为:

$$Cf1 \frac{dV4}{dt} = -\frac{V4}{R} + \frac{ip}{n1} - \frac{im}{n1} \quad (7)$$

## 3 状态空间平均法建模

### 3.1 状态空间平均法

状态空间平均法即在一个开关周期内求变量平均值的方法, 依据 RLC、电源和周期性开关器件组成的网络, 对功率器件的两种状态: 导通和关断进行分析, 并以状态方程的形式建立各平均变量间的关系, 进而建立平均状态方程。

该方法能消除变换器中高频纹波对各变量的影响, 是变换器建立直流和交流解析模型的有效工具, 通常在一个开关周期内, 将变换器的工作过程分为几个阶段, 对应开关元件有不同的工作状态, 针对不同阶段分别列出状态方程。状态空间平均法将时变、非线性、开关电路转变成一个时不变、线性、连续的等效电路, 从而可以利用经典控制理论和线性理论对变换器进行稳态和小信号分析。通常选取电容  $C$  电压和电感  $L$  电流为状态变量, 列出状态空间方程, 对得到的状态方程平均化, 得到变换器在一个开关周期内统一的状态平均方程, 列出阶段  $i$  的状态方程和输出方程:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{dx}{dt} = \mathbf{A}i\mathbf{X} + \mathbf{B}i\mathbf{U} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}i\mathbf{X} + \mathbf{D}i\mathbf{U} \end{cases} \quad (8)$$

然后进行模型平均化得:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{dx}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $\mathbf{A} = \sum_{i=1}^i A_i di$ ,  $\mathbf{B} = \sum_{i=1}^i B_i di$ ,  $\mathbf{C} = \sum_{i=1}^i C_i di$ ,  $\mathbf{D} = \sum_{i=1}^i D_i di$ ,  $di = \frac{t_i}{T_s}$ ,  $t_i$  为阶段  $i$  时间。

### 3.2 建立开关过程模型

根据以上描述的状态空间法和开关过程的状态方程, 得到平均化模型, 经过小信号扰动、线性化处理, 得到变换器稳态和动态小信号特征的数学模型, 最后给出统一的电路模型。<sup>[10]</sup>

在建模之前需要做一定的假设, 所有开关器件除了寄生参数分析考虑外, 可视为理想开关, 并且在低频信号时, 动态过程的扰动信号的频率远小于开关频率, 在小信号模型分析时, 扰动信号比稳态分量小得多。状态空间模型建立时选取  $v_m$  为输入量, 输出量为  $i_s$ 、 $V_{O1}$ 、 $V_{O2}$ , 状态变量为  $C_{S1}$  两端电压  $v_1$ 、 $C_{S2}$  两端电压  $v_2$ 、 $C_b$  两端电压  $v_3$ 、次级输出电压  $v_4$  和  $v_5$ 、逆变输出电流  $i_p$ 、激励电感电流  $i_m$ 。

根据上述开关过程分析的状态方程, 可以列出状态方

程和输出方程的矩阵形式,令:

$$\begin{bmatrix} C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_b & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_f \cdot 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_{f2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_k & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \\ v_5 \\ i_p \\ i_m \end{bmatrix} = \mathbf{K} \frac{d\mathbf{X}}{dt}$$

得到 8 个开关状态的状态方程和输出方程,简单记为:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $i = 1 \sim 8$ 。平均化处理后,得到:  $\mathbf{K} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U}$ ,

$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U}$  其中,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{d}{R} & 0 & \frac{d}{n1} & -\frac{d}{n1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1-d}{R} & \frac{1-d}{n2} & -\frac{1-d}{n2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ d & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1-d & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

令平均化模型结果  $\frac{d\mathbf{X}}{dt} = 0$  得直流稳态模型:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{V}_1 \mathbf{V}_2 \mathbf{V}_3 \mathbf{V}_4 \mathbf{V}_5 \mathbf{I}_p \mathbf{I}_m]^T$$

对直流模型施加交流小信号扰动:

$$v_3 = V_3 + \dot{v}_3 V_3 \gg \dot{v}_3, v_4 = V_4 + \dot{v}_4 V_4 \gg \dot{v}_4$$

$$v_5 = V_5 + \dot{v}_5 V_5 \gg \dot{v}_5, v_m = V_m + \dot{v}_m V_m \gg \dot{v}_m$$

$$i_p = I_p + \dot{i}_p I_p \gg \dot{i}_p, i_m = I_m + \dot{i}_m I_m \gg \dot{i}_m$$

将上述表达式代入平均化后的状态方程并线性化后,再转化到复频域的小信号模型:

$$sC_b \dot{v}_3 = \dot{i}_p$$

$$sC_f \dot{v}_4 = -\frac{V_4}{R} \dot{v}_4 + \frac{D}{n_1} \dot{i}_p - \left(\frac{I_m}{n_1} + \frac{V_4}{R}\right) \dot{d} - \frac{D}{n_1} \dot{i}_m,$$

$$sL_m \dot{i}_m = D \dot{v}_m + V_{ind} - \dot{v}_3$$

则得出传递函数为:

$$G_{sp} = \frac{\dot{v}_4}{\dot{i}_p} = \frac{DR}{n_1 RC_f C_b L_m s^3 + DC_b L_m s^2 + RC_f s + D} \quad (11)$$

## 4 变换器模型仿真及结果分析

### 4.1 MATLAB 时域仿真

对建立模型得出的传递函数变量 MATLAB 仿真分析,确定的变量为  $C_b, C_f, L_m, R$ , 经公式计算,取  $R = 240 \Omega, L_m = 2.13 \mu\text{H}, C_b = 14 \text{ nF}, C_f = 240 \text{ pF}, 300 \text{ pF}, 400 \text{ pF}, 470 \text{ pF}$ ,对传递函数进行特性 MATLAB 编程仿真,得到系统的 Bode 图和相角裕度,如图 8 所示,计算其相角裕量,得到系统稳定性。

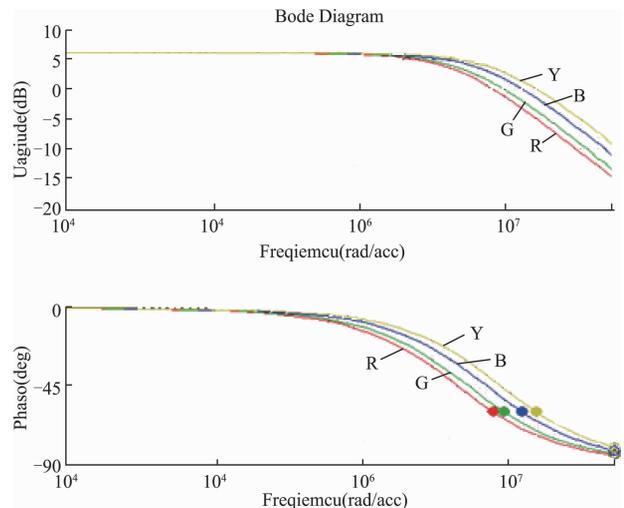


图 8 系统 Bode 图

由图 8 对系统传递函数仿真得到的 Bode 图可以看出仿真结果:  $C_f$  从 240~470  $\Omega$  变化,颜色为 Y—B—G—R,截止频率  $W_c$  随着  $C_f$  增大而减小,相应的相角裕度  $\gamma$  逐渐减小,即稳定性逐渐变差。

表1 不同组合下的相角裕度  $\gamma$

| 编号 | 电阻 R | 输出电容 $C_f$ | 隔直电容 $C_b$ | 激励电感 $L_m$ | $\gamma$  |
|----|------|------------|------------|------------|-----------|
| 1  | A1   | B1         | C1         | D1         | 119.991 3 |
| 2  | A1   | B2         | C2         | D2         | 119.997 5 |
| 3  | A1   | B3         | C3         | D3         | 120       |
| 4  | A2   | B1         | C2         | D3         | 119.977 4 |
| 5  | A2   | B2         | C3         | D1         | 119.995 4 |
| 6  | A2   | B3         | C1         | D2         | 119.992 6 |
| 7  | A3   | B1         | C3         | D2         | 119.995 6 |
| 8  | A3   | B2         | C1         | D3         | 119.986 2 |
| 9  | A3   | B3         | C3         | D1         | 119.978 5 |

4.2 正交试验

若要充分分析每一个因素组合响应过程,考虑到每个因素的影响需要做  $4^4$  组数据,针对这种情况工作量庞大,本部分采用正交试验的方法,进行正交试验的设计,选用  $L_9(3^4)$  实验表,表示试验选取 4 个因素,每个因素包含 3 个水平,总共需要 9 组实验组合即可有代表性的分析因素和水平对系统的影响,其中电阻 R 取值为 240  $\Omega$ 、330  $\Omega$ 、430  $\Omega$ ,输出电容  $C_f$  取值为 240 pF、330 pF、470 pF,隔直电容取值为 80 pF、140 pF、200 pF,激励电感取值为 1.3  $\mu\text{H}$ 、2.13  $\mu\text{H}$ 、3  $\mu\text{H}$ ,如表 1 所示。

如表 2 所示为求和和均值的分析结果。

对上述结果进行极差分析,如表 3 所示。

表2 求和分析和均值分析的结果

|   |  |  |  |  |
|---|--|--|--|--|
| $I_1$                                       | $f_1 + f_2 + f_3 = 359.988 8$                        | $f_1 + f_4 + f_7 = 359.964 3$                        | $f_1 + f_6 + f_8 = 359.097 01$                       | $f_1 + f_5 + f_9 = 359.965 2$                        |
| $I_2$                                       | $f_4 + f_5 + f_6 = 359.965 4$                        | $f_2 + f_5 + f_8 = 359.979 1$                        | $f_2 + f_4 + f_9 = 359.953 4$                        | $f_2 + f_6 + f_7 = 359.985 7$                        |
| $I_3$                                       | $f_7 + f_8 + f_9 = 359.960 3$                        | $f_3 + f_6 + f_9 = 359.971 1$                        | $f_3 + f_5 + f_7 = 359.991 0$                        | $f_3 + f_4 + f_8 = 359.936 3$                        |
| $I_{1\text{均}}$                             | $I_{11\text{均}} = (f_1 + f_2 + f_3) / 3 = 119.996 2$ | $I_{12\text{均}} = (f_1 + f_4 + f_7) / 3 = 119.988 1$ | $I_{13\text{均}} = (f_1 + f_6 + f_8) / 3 = 119.990 0$ | $I_{14\text{均}} = (f_1 + f_5 + f_9) / 3 = 119.988 4$ |
| $I_{2\text{均}}$                             | $I_{21\text{均}} = (f_4 + f_5 + f_6) / 3 = 119.988 4$ | $I_{22\text{均}} = (f_2 + f_5 + f_8) / 3 = 119.993 0$ | $I_{23\text{均}} = (f_2 + f_4 + f_9) / 3 = 119.984 4$ | $I_{24\text{均}} = (f_2 + f_6 + f_7) / 3 = 119.995 2$ |
| $I_{3\text{均}}$                             | $I_{31\text{均}} = (f_7 + f_8 + f_9) / 3 = 119.986 7$ | $I_{32\text{均}} = (f_3 + f_6 + f_9) / 3 = 119.990 3$ | $I_{33\text{均}} = (f_3 + f_5 + f_7) / 3 = 119.997 0$ | $I_{34\text{均}} = (f_3 + f_4 + f_8) / 3 = 119.987 8$ |
| $Y = (f_1 f_2 \dots + f_9) / 9 = 119.990 5$ |  |  |  |  |

表3 极差分析的结果

| 编号/因素 | $\delta_1$                 | $\delta_2$                 | $\delta_3$                 | $\delta_4$                 |
|-------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|----------------------------|
| 1     | $\delta_{11} = I_{11} - Y$ | $\delta_{21} = I_{21} - Y$ | $\delta_{31} = I_{31} - Y$ | $\delta_{41} = I_{41} - Y$ |
| 2     | $\delta_{12} = I_{12} - Y$ | $\delta_{22} = I_{22} - Y$ | $\delta_{32} = I_{32} - Y$ | $\delta_{42} = I_{42} - Y$ |
| 3     | $\delta_{13} = I_{13} - Y$ | $\delta_{23} = I_{23} - Y$ | $\delta_{33} = I_{33} - Y$ | $\delta_{43} = I_{43} - Y$ |

$$\left. \begin{aligned} R_{01} &= \max(\delta_{11}, \delta_{21}, \delta_{31}) = 0.005 7 \\ R_{11} &= \min(\delta_{11}, \delta_{21}, \delta_{31}) = -0.003 8 \end{aligned} \right\} T_1 = R_{01} - R_{11} = 0.009 5$$

$$\left. \begin{aligned} R_{02} &= \max(\delta_{12}, \delta_{22}, \delta_{32}) = 0.002 5 \\ R_{12} &= \min(\delta_{12}, \delta_{22}, \delta_{32}) = -0.002 4 \end{aligned} \right\} T_2 = R_{02} - R_{12} = 0.004 9$$

$$\left. \begin{aligned} R_{03} &= \max(\delta_{13}, \delta_{23}, \delta_{33}) = 0.006 5 \\ R_{13} &= \min(\delta_{13}, \delta_{23}, \delta_{33}) = -0.006 1 \end{aligned} \right\} T_3 = R_{03} - R_{13} = 0.012 6$$

$$\left. \begin{aligned} R_{04} &= \max(\delta_{14}, \delta_{24}, \delta_{34}) = 0.004 7 \\ R_{14} &= \min(\delta_{14}, \delta_{24}, \delta_{34}) = -0.002 1 \end{aligned} \right\} T_4 = R_{04} - R_{14} = 0.006 8$$

得出结果是  $T_3 > T_1 > T_4 > T_2$ ,由结果可以得出隔直电容对测量结果影响最大,其次是电阻和激励电感,输

出电容影响最小。试验结果将为后续器件优化选型实验提供一定的参照依据。

5 结论

本文采用了状态空间平均法,在 CCM 模式下对非理想无极灯高频发生变换器进行了建模并仿真。通过 MATLAB 软件在频域内对相角裕度变量进行分析,然后选用  $L_9(3^4)$  实验表进行正交试验,科学的对每个因素的水平组合充分考虑,得出了每组因素水平对应的相角裕度  $\gamma$ ,然后对 9 组数据进行极差分析,求出 4 个因素的影响因子大小。结果表明,隔直电容对测量结果影响最大,其次是电阻和激励电感,输出电容影响最小。试验结果将为后续器件优化选型实验提供一定的参照依据。

(下转第 46 页)

的,在可以准确地识别出载荷的作用位置的同时,因为减少了有限单元的划分,所以大大缩短了计算机的计算时间。

#### 参考文献

- [1] 张方,秦远田. 工程结构动载荷识别方法[M]. 北京:国防工业出版社,2011.
- [2] 殷海涛,姜金辉,张方,等. 分布动载荷识别的并行算法研究[J]. 国外电子测量技术,2012,31(8):21-25.
- [3] 俞一鸣. 时频分析简介及应用[J]. 国外电子测量技术,2015,34(6):12-15.
- [4] 江华丽. 神经网络混合算法的应用研究[J]. 电子测量技术,2014,37(10):59-61.
- [5] INOUE H, KISHIMOTO K, SHIBUYA T. Experimental wavelet analysis of flexural waves in beams[J]. Experimental Mechanics,1996,36(3):212-217.
- [6] GAUL L, HURLEBAUS S. Identification of the impact location on a plate using wavelets[J]. Mechanical Systems and Signal Processing,1997,12(6):783-795.

- [7] 周晚林,王鑫伟,胡自立. 压电智能结构载荷识别方法的研究[J]. 力学学报,2004,36(4):491-495.
- [8] 姜忠宇,孙建忠,赵常要. 弹性薄板载荷反问题分析[J]. 安徽工程科技学院学报,2006,21(1):61-63.
- [9] 严刚,周丽. 加筋复合材料结构的冲击载荷识别[J]. 航空学报,2008,29(5):1150-1156.
- [10] 祝德春,张方,姜金辉. 动态载荷激励位置识别技术研究[J]. 振动与冲击,2012,31(1):20-23.
- [11] 丁硕,张放,巫庆辉. 基于 MATLAB/ Simulink 的正弦稳态电路建模与仿真[J]. 国外电子测量技术,2015,34(4):68-72.

#### 作者简介

张景,博士研究生,主要研究方向为工程力学。  
E-mail:609356721@qq.com.

张方,教授,主要研究方向为工程力学。

姜金辉,副教授,主要研究方向为工程力学。

蒋祺,博士研究生,主要研究方向为工程力学。

(上接第41页)

#### 参考文献

- [1] 丁万霞. 高频无极灯的技术现状与应用研究[J]. 中国西部科技,2010,27(9):18.
- [2] 胡邦南,刘德玉. 汽车 HID 前灯电子镇流器的智能控制方法[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(1):61-67.
- [3] 陈鹏,朱月华,黄如喜. 高频无极灯耦合效率的分析[J]. 南京师范大学学报,2010,10(2):27-29.
- [4] 杨一平,郭玉萍. 高频无极灯高频电源的研究[J]. 照明工程学报,2010,21(1):82-85.
- [5] LEE R, WANG Z. 2.65 MHz self-oscillating electronic ballast with constant-lamp-current control for metal halide lamp [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2007,22(3):839-844.
- [6] 李震. 高频无极灯电源电路分析[D]. 沈阳:东北大学,2010.

- [7] 邵明松,黄松岭,赵伟,等. 2.65 MHz 无极灯电子镇流器的参数优化[J]. 清华大学学报:自然科学版,2011(7):928-932.
- [8] 王博,董威. 高频无极灯谐振电路的建模和仿真分析[J]. 国外电子测量技术,2015,34(5):27-30.
- [9] 刘帅,韦莉,张逸成,等. 耦合电感式新型交错 Boost 软开关变换器研究[J]. 电子测量与仪器学报,2014,28(12):1340-1347.
- [10] 刘喜梅,贺瑞,张鹏. 直流微电网电压平衡器的控制策略[J]. 电子测量技术,2015,38(10):32-35,40.

#### 作者简介

刘冲,1990年7月出生,硕士研究生,主要研究方向为光电测试计量技术及仪器。  
E-mail:1138598907@qq.com