

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2014.07.002

超声波电机的 LLCC 驱动电路分析

傅 平

(闽江学院 物理学与电子信息工程系,福州 350121)

摘 要: 由于超声波电机运转时自身参数会发生变化,使用 LLCC 驱动电路可以有效克服由电机运转时自身参数变化引起的输入电压变化,使电机的输入电压稳定为某一数值,基于此,对超声波电机的 LLCC 驱动电路进行了初步的探讨。文中描述了超声波电机的单相等效模型,分析了超声波电机 LLCC 驱动电路的特性,并在此基础上建立其数学模型,并证明了 LLCC 驱动电路不受频率、品质因数和负载变化的影响,通过仿真计算 LLCC 驱动电路的幅频特性和相频特性,以及参数变化时 LLCC 驱动电路的幅频特性和相频特性。实验结果证明在不同驱动频率下驱动电路的输出波形保持一致,且基本相等。实验结果也验证了此电路的有效性。

关键词: 压电执行器;驱动电路;压电电机;数学模型

中图分类号: TM359.9

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2014)07-011-09

Analysis of LLCC resonant driving circuit for ultrasonic motor

FU Ping

(Department of Physics and Telecommunication Engineering, Minjiang University,
Fuzhou 350108, China)

Abstract: The dynamic characteristic of USM (ultrasonic motor) will be changed greatly when USM rotates and is greatly influenced by the variation in the quality of the motor, while the LLCC driving circuit can generate a geometric frequency which can make the LLCC circuit not be influenced by the variation in quality of the motor. Based on the above facts, a LLCC resonant circuit is implemented in this paper for USM driving. Firstly a single phase equivalent model of USM is presented. Then the operating principle of the proposed driving circuit is introduced. And on this basis, the mathematical model is established. Then LLCC driver circuit is proven that it will not be affected by frequency, quality factor and change of load. Simulation results show that amplitude and phase plots of LLCC resonant circuit are from 20 to 80 kHz and from 39 to 45 kHz respectively. Also amplitude and phase plots of LLCC circuit are simulated with changing parameters. Finally output voltage waveforms of driving circuit under driving frequencies with different values are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed circuit.

Key words: piezoelectric actuators; driving circuits; piezoelectric motor; mathematical model

收稿日期: 2014-05-30

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51277091);中国博士后科学基金资助项目(2012M521267);中国博士后科学基金特别资助项目(2013T60637);福建省科技计划重点资助项目(2011H0017)

作者简介: 傅平(1974-),男,博士,副教授,主要从事行波型超声波电机及其控制研究,(E-mail)shirkl@163.com。

超声波电机^[1-3]与传统电机相比,具有结构简单、重量轻、响应速度快、噪声低、低速大转矩、断电自锁、不受磁场干扰等优点,已在许多领域得到了应用,如精密仪器仪表、航空航天、智能机器人、精密 X-Y 平台等。超声波电机的二相驱动输入在机械上相互耦合,因此转子二相能量转换过程中不可能完全相等,转子的二相等效负载也不可能完全相等,随工作情况的不同,其等效电路模型也会发生变化。

现有的超声波电机驱动电路,常见的有串联或者并联谐振电路、电流源并联谐振以及串并联谐振电路等,其谐振频率基本接近于电机的谐振频率^[4-10]。这些电路在工作时各有优缺点。串联或者并联谐振电路容易实现,但是二相驱动电压会受到电机运行时品质因数变化的影响;而串并联谐振电路虽然不易受到电机品质因数变化的影响,但其输出电压幅度会发生变化,因此需要外接能量反馈电路加以补偿。

电机在运行时,其二相驱动电路的品质因数会发生变化,当驱动频率越接近谐振频率,驱动电路的电压增益随品质因数的变化就会越明显^[11-12],这会造成电机的输入电压发生变化,并导致在相同的驱动频率下,电机二相驱动电压的不平衡,因此电机也就难以获得较好的动态性能。

与传统串联或者并联 LC 谐振驱动电路相比,LLCC 驱动电路具有一些优势^[13-15]。在高频驱动下,电路的分布电感和开关元件的结电容在设计时可以在电路中充分加以考虑;LLCC 电路的电感或电容可以提高驱动电路的性能。此外,LLCC 电路工作在谐振频率附近时,超声波电机二相驱动输入电压基本不受品质因数变化的影响。与串联或并联 LC 谐振驱动电路相比,它只增加了几个电感和电容。

1 超声波电机 LLCC 驱动电路

超声波电机的单相等效电路模型如图 1(a) 所示。 C_d 为压电陶瓷的电容, L_m 为压电陶瓷的等效电感, C_m 为压电陶瓷的等效电容, r_0 为压电陶瓷的等效电阻, R_F 表示定转子滑动损耗的等效电阻, R_r 表示定转子机械损耗的等效电阻, R_L 表示等效负载。为了有效驱动超声波电机,驱动频率 f_s 一般选择为 C_m 与 L_m 谐振时的机械谐振频率,其频率 f_s 为

$$f_s = 1 / \sqrt{L_m C_m} \quad (1)$$

当电机工作于谐振状态时,单相等效电路可以简化为图 1(b),其中 r_A 表示超声波电机的 A 相等效负载。

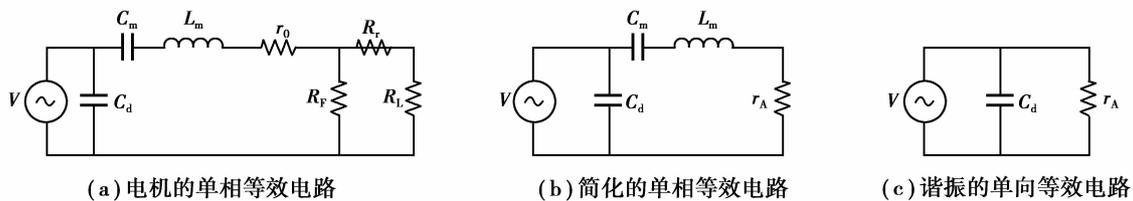


图 1 超声波电机的单相等效电路模型

超声波电机的 LLCC 谐振驱动电路如图 2 所示。电路由半桥电路和二相 LLCC 驱动电路组成, C_{dA} 、 C_{dB} 为超声波电机二相输入的结电容。

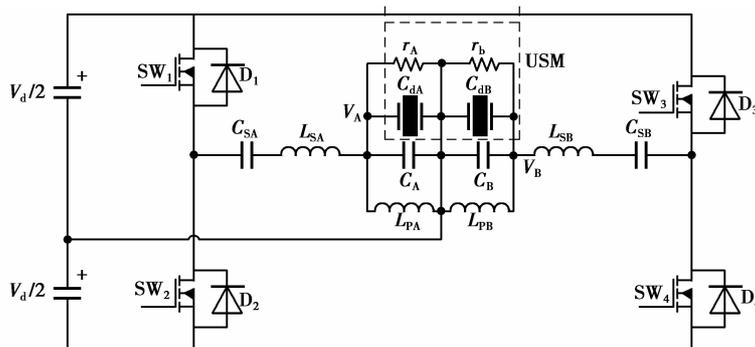


图 2 二相半桥式 LLCC 谐振驱动电路

二相 LLCC 驱动电路为电机提供二相相同频率相同幅值的正弦波 V_A 和 V_B , 其中 A 相 LLCC 驱动电路是由一个 LC(包括 L_{SA} 和 C_{SA}) 串联谐振电路、开关元件(SW_1 和 SW_2) 和一个 RLC(包括 r_A 、 L_{PA} 、 C_{dA} 和 C_A) 并联电路组成, D_1 和 D_2 为反并二极管, B 相的驱动电路依此类推。开关元件 $SW_1 \sim SW_4$ 的驱动信号由外部 DSP 与相应的驱动电路产生。

研究使用的超声波电机的工作频率为 40~45 kHz。实际开关元件的工作频率略高于其机械谐振频率。开关元件的频率由 DSP 闭环控制, 如图 3 所示。

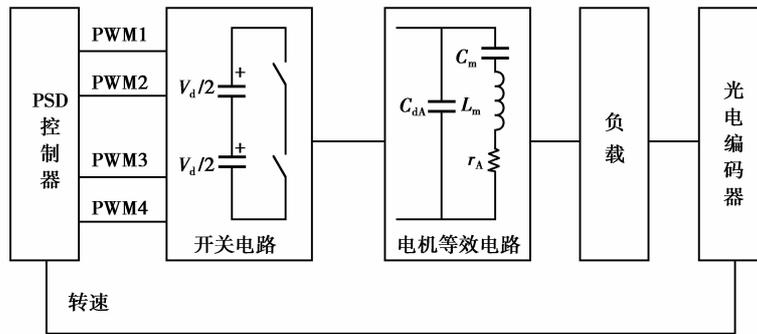


图 3 DSP 控制系统框图

2 LLCC 驱动电路分析

图 4(a) 为 LLCC 驱动电路的单相等效电路图, 其中 SW_1 和 SW_2 为 MOSFET 开关管, C_{SA} 为串联谐振电容, C_{PA} 为 C_A 与 C_{dA} 并联等效电容, $C_{PA} = C_{dA} + C_A$ 。电机运行时, C_{dA} 会发生变化, C_A 为补偿 C_{dA} 变化而外加的电容, 其目的是提升电压 V_A 的波形质量。

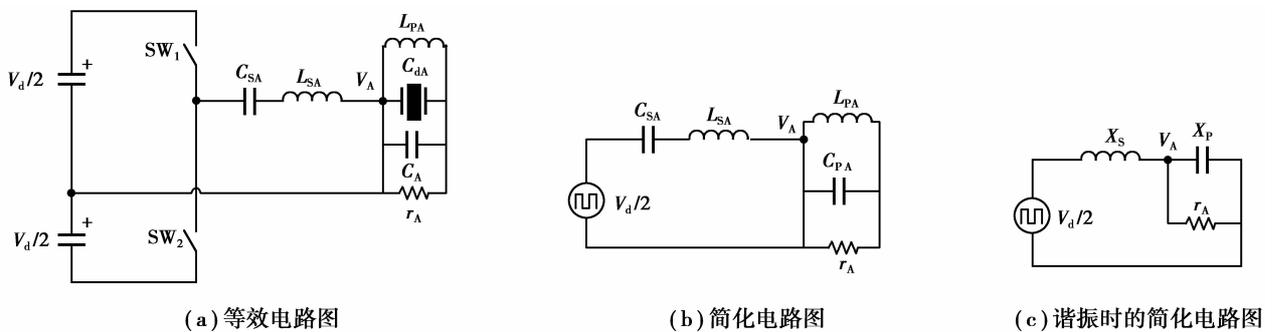


图 4 LLCC 谐振电路的单相等效电路分析

在分析之前, 先作如下假设:

- 1) 所有开关管和二极管均为理想器件;
- 2) 所有电感、电容和变压器均为理想元件;
- 3) 变换器采用变频控制策略, 同一桥臂开关管 180° 互补导通;
- 4) 开关频率高于谐振频率, 变换器工作在谐振电感电流连续模式, 电感电流近似为正弦。

当电机工作于谐振状态时, 其单相(如 A 相)驱动电路可以简化为图 4(b)。对图 4(b) 来说, r_A 、 C_{PA} 、 L_{PA} 并联电路的阻抗 Z_P 为

$$Z_P = Z_{L_{PA}} // Z_{C_{PA}} // r_A \quad (3)$$

阻抗 Z_P 用 s 域表示为

$$Z_P(s) = \frac{\frac{L_{PA}}{C_{PA}} r_A}{\left(sL_{PA} + \frac{1}{sC_{PA}}\right) r_A + \frac{L_{PA}}{C_{PA}}} \quad (4)$$

式中 $s = j\omega$ 。

LLCC 谐振驱动电路的单相输入阻抗 $Z_{IN}(s)$ 为

$$Z_{IN}(s) = sL_{SA} + \frac{1}{sC_{SA}} + Z_P(s), \quad (5)$$

输入电压 V 的基波 V_i 为

$$V_i = V_m \sin \omega_s t, \quad (6)$$

若输入电压 V 是以下形式的方波

$$V = \begin{cases} V_{IN}, & 0 < \omega t \leq \pi, \\ -V_{IN}, & \pi < \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (7)$$

则

$$V_m = \frac{4}{\pi} V_{IN}. \quad (8)$$

由图 2 可以得到 $V_m = \frac{4}{\pi} V_d / 2$ 。

LLCC 谐振电路的输出电压 V_A 为

$$V_A = V_A \sin(\omega_s t + \varphi), \quad (9)$$

式中 φ 为输入输出电压基波的相位差。

传递函数 $G_V(s)$ 定义为

$$G_V(s) = \frac{V_A(s)}{V_i(s)} = A \frac{Z_P(s)}{Z_{IN}(s)} = A \frac{\frac{L_{PA}}{C_{PA}} r_A}{\left(sL_{SA} + \frac{1}{sC_{SA}}\right) \left[\left(sL_{PA} + \frac{1}{sC_{PA}}\right) r_A + \frac{L_{PA}}{C_{PA}}\right] + \frac{L_{PA}}{C_{PA}} r_A}, \quad (10)$$

式中 A 为传递函数的交流增益。

由 $s = j\omega$, 传递函数 $G_V(s)$ 用频域表示为

$$G_V(j\omega) = \frac{A \frac{L_{PA}}{C_{PA}}}{-\left(\omega L_{PA} - \frac{1}{\omega C_{PA}}\right) \left(\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}\right) + \frac{L_{PA}}{C_{PA}} + j \frac{L_{PA}}{C_{PA} r_A} \left(\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}\right)}. \quad (11)$$

当电路发生谐振时, $G_V(j\omega)$ 的幅度 $|G_V(j\omega)|$ 为最大值。定义

$$A_0 = \omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}, \quad (12)$$

$$A_1 = \omega L_{PA} - \frac{1}{\omega C_{PA}}, \quad (13)$$

$$A_2 = \frac{L_{PA}}{C_{PA}}, \quad (14)$$

则式(11)可写为

$$G_V(j\omega) = \frac{AA_2}{A_2 - A_0 A_1 + j \frac{A_0 A_2}{r_A}}. \quad (15)$$

$G_V(j\omega)$ 的幅度 $|G_V(j\omega)|$ 为

$$|G_V(j\omega)| = \frac{AA_2}{\sqrt{(A_2 - A_0 A_1)^2 + \left(\frac{A_0 A_2}{r_A}\right)^2}}, \quad (16)$$

即

$$|G_V(j\omega)| = \frac{A \frac{L_{PA}}{C_{PA}}}{\sqrt{\left[\frac{L_{PA}}{C_{PA}} - \left(\omega L_{PA} - \frac{1}{\omega C_{PA}}\right) \left(\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}\right)\right]^2 + \left[\frac{L_{PA}}{C_{PA} r_A} \left(\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}\right)\right]^2}}. \quad (17)$$

当 LLCC 谐振驱动电路处于谐振状态时, 传递函数分母多项式的实部为零, 即式(11)分母多项式的实部为 0, 即

$$-\left(\omega L_{PA} - \frac{1}{\omega C_{PA}}\right)\left(\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}\right) + \frac{L_{PA}}{C_{PA}} = 0. \quad (18)$$

式(18)可以化简为

$$\omega^4 - \frac{1}{L_{SA}C_{PA}}\left(1 + \frac{C_{PA}}{C_{SA}} + \frac{L_{SA}}{L_{PA}}\right)\omega^2 + \frac{1}{L_{PA}C_{SA}L_{SA}C_{PA}} = 0. \quad (19)$$

现定义

$$K = \frac{1}{L_{SA}C_{PA}}\left(1 + \frac{C_{PA}}{C_{SA}} + \frac{L_{SA}}{L_{PA}}\right), \quad (20)$$

由于方程(19)为 4 阶方程, 一共有 4 个根, 其中有 2 个根小于零, 故舍去, 取其大于零的 2 个根 ω_{01} 、 ω_{02} 为

$$\omega_{01} = \left[\frac{K}{2} + \frac{1}{2}\sqrt{K^2 - \frac{4}{L_{SA}L_{PA}C_{SA}C_{PA}}}\right]^{\frac{1}{2}}, \quad (21)$$

$$\omega_{02} = \left[\frac{K}{2} - \frac{1}{2}\sqrt{K^2 - \frac{4}{L_{SA}L_{PA}C_{SA}C_{PA}}}\right]^{\frac{1}{2}}. \quad (22)$$

由式(21)、(22)可知

$$\omega_{01} > \omega_{02}, \text{ 且 } K^2 - \frac{4}{L_{SA}L_{PA}C_{SA}C_{PA}} > 0. \quad (23)$$

除此之外, 定义

$$X_S = j\left(\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}\right), \quad (24)$$

$$X_P = j\omega L_{PA} // \frac{1}{j\omega C_{PA}}, \quad (25)$$

当 $\omega = \omega_{01}$ 时, X_S 等效为一个电感, X_P 等效为一个电容, 如图 4(c) 所示。当 $\omega = \omega_{02}$ 时, X_S 等效为一个电容, X_P 等效为一个电感。因此在 ω_{01} 、 ω_{02} 处有 2 个 Q 值。为了简化分析, 即 $Q_{01} = Q_{02}$, 取

$$\frac{L_{PA}}{L_{SA}} = \frac{C_{SA}}{C_{PA}}. \quad (26)$$

定义图 4 电路的品质因数 Q 为

$$Q = \frac{r_A}{|X_S|} = \frac{r_A}{\left|\omega_0 L_{SA} - \frac{1}{\omega_0 C_{SA}}\right|}, \quad (27)$$

式中 ω_0 为 ω_{01} 或者 ω_{02} 。

由式(27)可知 $Q > 0$, 把式(27)代入式(10), 传递函数 G_V 和交流增益相位角 φ 可重新写为

$$G_V(s) = \frac{A}{1 + \frac{C_{PA}}{C_{SA}} + \frac{L_{SA}}{L_{PA}} - \omega^2 L_{SA} C_{PA} - \frac{1}{\omega^2 L_{PA} C_{SA}} + j \frac{\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}}{Q \left|\omega_0 L_{SA} - \frac{1}{\omega_0 C_{SA}}\right|}}, \quad (28)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{\omega L_{SA} - \frac{1}{\omega C_{SA}}}{Q \left|\omega_0 L_{SA} - \frac{1}{\omega_0 C_{SA}}\right| \left(1 + \frac{C_{PA}}{C_{SA}} + \frac{L_{SA}}{L_{PA}} - \omega^2 L_{SA} C_{PA} - \frac{1}{\omega^2 L_{PA} C_{SA}}\right)}. \quad (29)$$

传递函数交流增益 A 的定义为

$$A = V_A / (V_d / 2) = \frac{4}{\pi}, \quad (30)$$

定义几何频率 ω_g 为

$$\omega_g = \sqrt{\omega_{01}\omega_{02}} = \frac{1}{\sqrt{L_{SA}C_{SA}}} \quad (31)$$

若 $\omega = \omega_g$, 则式(28)分母的虚部为 0, 实部为 1, G_V 不受 Q 变化的影响, 为

$$G_V = A = \frac{4}{\pi}, \quad (32)$$

且 $X_s = 0$ 。同理, 相位角 φ 也不受 Q 变化的影响。因此几何频率 ω_g 为 LLCC 谐振电路的理想频率。

3 仿真分析

研究使用的电机为 $\phi 60$ mm 行波型电机, 额定转速为 90 r/min, 取 $L_{SA} = L_{SB} = 0.66$ mH, $C_{SA} = C_{SB} = C_{PA} = C_{PB} = C_A + C_{dA} = 22$ nF, 其中 C_{dA} 为电机静止时的测量值, $C_A \approx 12$ nF。由式(21)、(22)、(31)计算可以得到 $f_{01} = 25.8$ kHz, $f_{02} = 67.5$ kHz, $f_g = 41.8$ kHz。当 Q 取不同值且系统的开关频率在 $[20, 80]$ kHz 时, 图 5(a)、(b) 分别表示根据式(28)、(29)计算得到的 LLCC 谐振电路幅度—频率特性和相位—频率特性。由图 5 可见, 在整个频率变化范围内, 系统的幅频特性和相频特性变化较大, $|G_V|$ 最大值处的频率与几何频率相差较大; 当系统的开关频率在几何频率 f_g 附近时, 即使品质因数变化较大, 谐振电路的幅频特性和相频特性变化也不大。当工作频率在 39~45 kHz 之间变化, 图 5 中的一部分经放大后在图 6 中显示。在工作频率变化范围内, 图 6(a) 所示的幅度—频率特性变化范围小于 3%。另一方面, 超声波电机工作时其驱动系统的品质因数一般都大于 10, 由图 6(b) 可以知道驱动系统的相位变化范围小于 2° 。由以上结果可知, 使用 LLCC 驱动电路的超声波电机在运行时可以获得较好的动态性能。

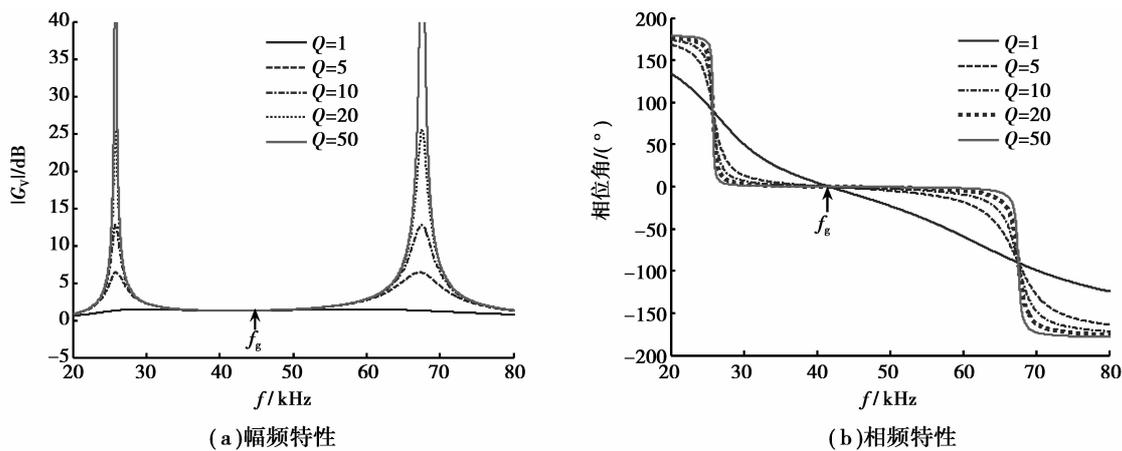


图 5 LLCC 谐振电路的幅频特性和相频特性

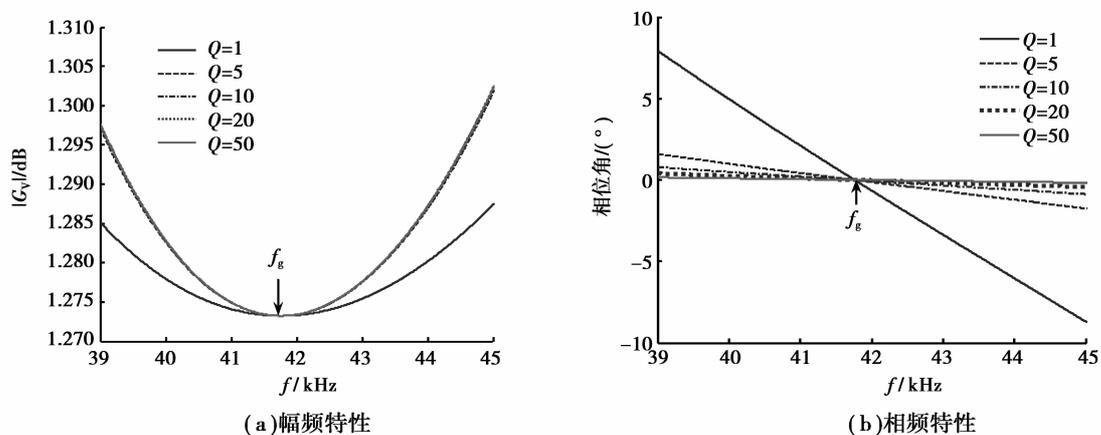


图 6 LLCC 谐振电路的幅频特性和相频特性

当电机转速为 60 r/min 时,经测试其电容 C_{dA} 、 C_{dB} 变为 10.4 nF,由此可以得到图 7(a)、(b) 所示的幅度-频率特性和相位-频率特性。从图 7 可见,当品质因数 Q 变化范围较大时,电机在几何频率附近的幅频特性和相频特性变化小于 3.5%。因此,当超声波电机工作导致等效电路参数变化时,电机也可以保持较好的动态性能。

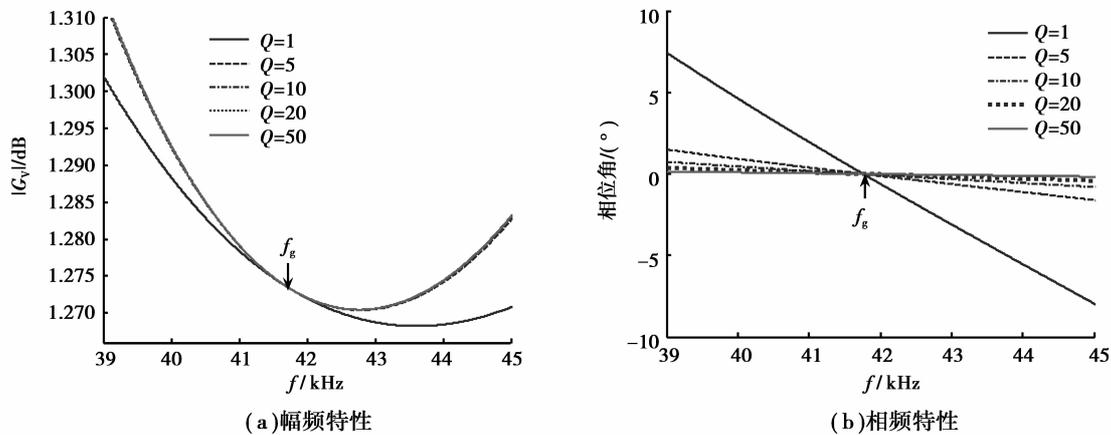


图7 参数变化时 LLCC 谐振电路的幅频特性和相频特性

4 实验结果分析

实验使用的电机为 $\phi 60$ mm 行波型超声波电机,半桥电路的输入电压 $V_d = 150$ V DC。图 8 为驱动装置实物图,图 9~图 10 中 V_A 、 V_B 为电机二相驱动电压, U_{DS} 为开关元件漏极与源极的电压差(即半桥电路的输入电压)。图 9 是开关频率 f_s 设为 41.9 kHz 时 LLCC 驱动电路的输出波形,图 9(a) 中驱动电压 V_A 落后驱动电压 V_B 为 90° ,此时转速为 91 r/min,驱动电压峰峰值 V_{pp} 为 394 V;图 9(b) 中驱动电压 V_A 超前驱动电压 V_B 为 90° ,此时转速为 90 r/min,驱动电压峰峰值 V_{pp} 为 390 V,此时 V_A 与半桥电路输入电压的相位差在 1° 以内。

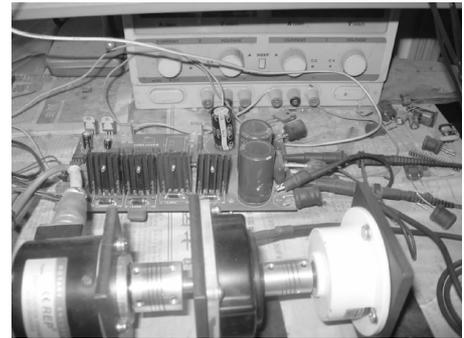


图8 LLCC 驱动装置实物图

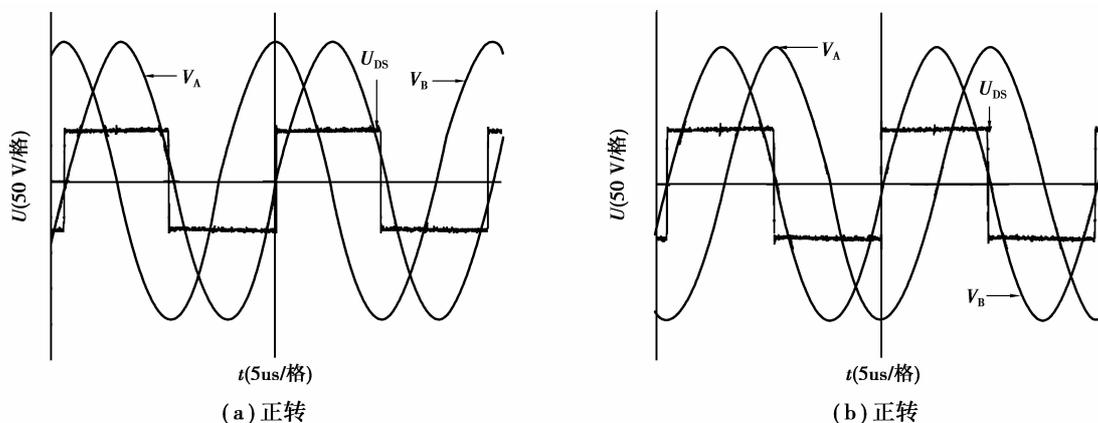


图9 f_s 为 41.9 kHz 时驱动电路输出波形

图 10 为 f_s 取 42.8 kHz 且电机带 0.1 N·m 负载时驱动电路的输出波形。图 10(a) 中驱动电压 V_A 落后驱动电压 V_B 为 90° ,此时转速为 62 r/min,驱动电压峰峰值 V_{pp} 为 392 V。图 10(b) 中驱动电压 V_A 超前驱动

电压 V_B 为 90° , 此时转速为 61 r/min, 驱动电压峰峰值 V_{pp} 为 394 V。由图 9~图 10 可见, 其二相驱动电压 V_A 、 V_B 基本相等, 即驱动电压只由半桥电路的输入电压 V_a 控制, 而且满足式(32), 交流增益相位角与理论计算基本一致。

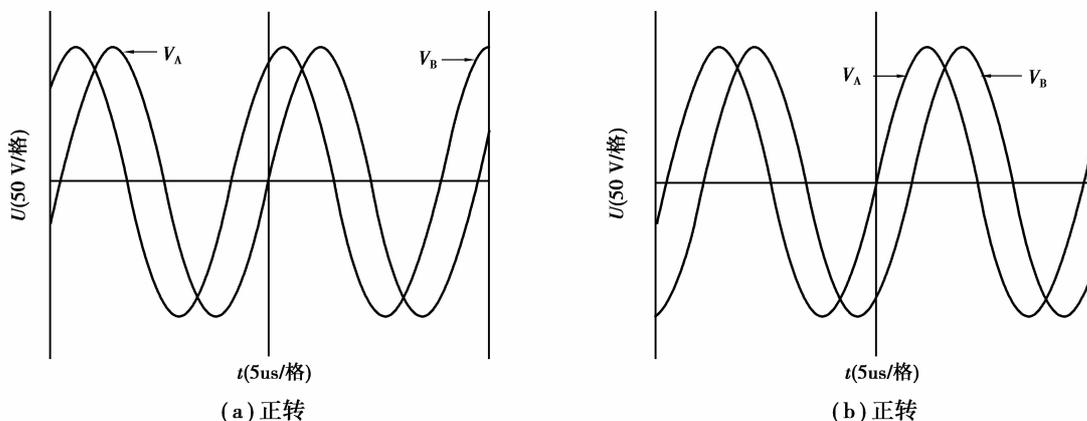


图 10 f_s 为 42.8 kHz 时驱动电路输出波形

在不同驱动频率下经测算得到的品质因数如表 1 所示。

表 1 不同频率时的品质因数

品质因数	驱动频率/kHz					
	40		41.9		42.8	
	正转	反转	正转	反转	正转	反转
A 相	18	21	36	40	45	65
B 相	20	23	35	41	42	57

5 结 论

从超声波电机的 LLCC 驱动电路出发, 分析了 LLCC 驱动电路的等效电路, 并从数学上得到其传递函数, 证明 LLCC 驱动电路不受频率、品质因数和负载变化的影响。通过仿真和实验, 验证了实验结果与理论分析基本一致: 在 LLCC 驱动电路的几何频率附近区间内, 驱动电路输出电压的幅度不受电路品质因数变化的影响, 保持为固定数值, 实验结果也验证了此电路的有效性。此驱动电路为超声波电机驱动提供了一种有效的思路, 为电机控制性能的提升打下了基础。

参考文献:

- [1] 赵淳生. 超声波电机技术与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [2] Mashimo T, Toyama S, Ishida H. Design and implementation of spherical ultrasonic motor[J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2009, 56(11): 2514-2521.
- [3] 胡锡幸, 郭吉丰. 3 个行波定子的 2 自由度球形超声波电机[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 62-67.
HU Xixing, GUO Jifeng. Two degree of freedom spherical ultrasonic motor with three traveling-wave stators[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(9): 62-67.
- [4] Shi J Z, Zhao F J, Shen X X, et al. Chaotic operation and chaos control of travelling wave ultrasonic motor [J]. Ultrasonics, 2013, 53 (6): 1112-1123 .
- [5] Nagata F, Ogiwara K, Watanabe K. Basic position/force control of a single-axis arm designed with an ultrasonic

- motor[J].Artificial Life and Robotics,2011,16(1):102-106 .
- [6] Odomari S, Hieu N T, Uchida K, et al. Robust position control for ultrasonic motor using variable structure system observer in non-linear observer [J].Electric Power Components and Systems,2011,39(16):1769-1782.
- [7] Cheng F, Fan K C, Miao J W, et al. A bpnn-pid based long-stroke nanopositioning control scheme driven by ultrasonic motor[J].Precision Engineering,2012,36(3):485-493.
- [8] Shi J Z, Liu B. Non-linear generalized predictive control of traveling-wave ultrasonic motor[J].Electric Power Components and Systems,2012,40(3):485-493.
- [9] Boukhnifer M. Active fault tolerant control for ultrasonic piezoelectric [J] Journal of Electrical Engineering. ,2012,63(4):224-232
- [10] 顾菊平, 胡敏强. 超声波电机谐振升压式驱动技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 49-52.
GU Juping, HU Minqiang. Research on the resonant booster of ultrasonic motor driving[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(8): 49-52.
- [11] 李华峰, 赵淳生. 基于 LC 谐振的超声电机驱动器的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 145-147.
LI Huafeng, ZHAO Chunsheng. Research on the ultrasonic motor driver based on LC resonan[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(23): 145-147.
- [12] Yu M L, Huang X J. Control of ultrasonic motor based on DSP[J]. International Journal of Advances in Engineering and Technology, 2013, 6(3): 1049-1054.
- [13] 傅平. 基于 LCC 的超声波电机驱动电路分析[J]. 微特电机, 2012, 40(9): 59-62.
FU Ping. Analysis of driving circuit for ultrasonic motor based on LCC [J]. Small & Special Electrical Machines, 2012, 40(9): 59-62.
- [14] 韩力, 罗杰, 王华, 等. 无刷双馈电机稳态数学模型和运行特性分析[J]. 重庆大学学报, 2013, 36(8): 61-67.
HAN Li, LUO Jie, WANG Hua, et al. Analysis on steady-state mathematical models and operating characteristics of brushless doubly-fed machine[J]. Journal of Chongqing University, 2013, 36(8): 61-67.
- [15] 罗辞勇, 张帆, 杜劲超. 行波型超声电机的稳定性分析[J]. 重庆大学学报, 2014, 37(2): 46-53.
LUO Ciyong, ZHANG Fan, DU Jinchao. Stability study of the traveling wave ultrasonic motor[J]. Journal of Chongqing University, 2014, 37(2): 46-53.

(编辑 詹燕平)