

动态工况下超声电机转速及效率优化控制方法

蔡春晨,毛雪飞,赵雷,陈振,李震

(北京理工大学 自动化学院,北京 100081)

摘要:针对超声电机工作效率过低限制系统续航能力、影响电机谐振和动态特性的问题,设计一种动态工况下转速及效率优化控制方法。通过分析电机驱动电路工作特性,确定电机的两个控制量,并对基于驱动电压有效值的效率反馈方式进行理论证明。然后根据电压-效率-频率特性设计最大效率点跟踪(MEPT)算法,并基于最小二乘法的多项式曲面拟合方法计算频率更新步长。最后通过仿真对提出的控制方法进行验证,并与现有效率优化算法进行对比,结果表明,此方法能有效提升电机工作效率,并保证动态工况下效率优化算法的稳定性。

关键词:超声电机;双变量控制;效率优化控制;最小二乘法;曲面拟合

中图分类号:TP273 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd22982

Speed and Efficiency Optimization Control Method for Ultrasonic Motor Under Dynamic Conditions

CAI Chunchen, MAO Xuefei, ZHAO Lei, CHEN Zhen, LI Zhen

(School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: Aiming at the problems that the working efficiency of ultrasonic motor is too low, which limits the working endurance of the system and affects the resonant and dynamic characteristics of the motor, a speed and efficiency optimization bivariate control method under dynamic conditions was designed. First, the two control variables of the motor were determined by analyzing the working characteristics of the motor drive circuit. Second, the efficiency feedback method based on the effective value of the drive voltage was theoretically proved. And then according to the voltage-efficiency-frequency characteristics of the motor, the maximum efficiency point tracking (MEPT) algorithm was designed, and the frequency update step was calculated by the polynomial surface fitting based least squares method. Finally, the proposed control method was verified and compared with the existing efficiency optimization algorithm by simulation. The results show that this method can effectively improve the efficiency of the motor and ensure the stability of the efficiency optimization algorithm under dynamic conditions.

Key words: ultrasonic motor; bivariate control; efficiency optimization control; least squares method (LSM); surface fitting

超声电机因其具有低速大转矩、无电磁干扰、断电自锁、响应快、速度和位置控制好等优点^[1],在航空航天、机器人、移动电子设备等运动控制领域得以广泛应用^[2]。但由于其独特的机电能量转换方式,超声电机的效率还不是很^[3]。一方面,由于其主要应用场合能量供应有限,过低的效率会严重制约系统的续航能力;另一方

面,效率过低意味着机电能量转换过程产生大量的热量^[4],导致电机升温,而温度升高对电机的材料、谐振频率、动态特性影响很大^[5-7],给电机的高精度、高动态性能控制带来挑战,甚至损坏电机。因此,在实现超声电机转速控制前提下如何最大程度地提升其工作效率已成为此领域内亟需解决的关键问题之一^[8]。

作者简介:蔡春晨(1997—),男,硕士,Email:cheney524@163.com

通讯作者:毛雪飞(1984—),男,博士,讲师,Email:mxfl4@bit.edu.cn

超声电机转速及效率优化控制方法研究的重点主要包括:效率反馈方式、控制变量的选择以及动态工况下效率优化算法的稳定性。当调节频率使得电机驱动电压和电流之间相位差的余弦值最大时,可实现效率的间接反馈控制^[9-11]。文献[9]仅采用了频率单变量控制,无法同时满足转速和效率的控制需求,不能实现效率的全局优化;文献[10-11]通过引入占空比这一控制变量,在精准控制电机转速的前提下实现最大效率。然而上述方法需要检测电压和电流并计算相位差来实现效率反馈,因此电路复杂、计算量大。以双变量控制为基础,通过只检测电压并将其控制到最小值来跟踪最大效率点,实现了转速和效率优化控制^[12]。在实际工程应用中,由于电机的需求转速及负载转矩会发生动态变化,上述方法不能保证效率优化算法的收敛精度和动态工况下的稳定性。

在对超声电机及其驱动电路工作特性分析的基础上,确定电机转速和效率优化两个控制量,然后对基于驱动电压有效值的效率反馈方式进行理论证明,并针对电机的电压-效率-频率特性设计了最大效率点跟踪(maximum efficiency point tracking, MEPT)算法,并基于最小二乘法(LSM)的多项式曲面拟合方法计算得到频率更新步长。

1 超声电机及其驱动电路工作特性分析

针对超声电机的工作原理,驱动电路的常用拓扑主要有三种:推挽电路、全桥电路和半桥电路^[13],其中全桥电路在可靠性、输出电压谐波等方面性能最好,因此应用最为广泛。

1.1 全桥驱动电路工作特性

超声电机及全桥驱动电路拓扑如图1所示,其中 U_{dc} 为直流输入电压, $Q_1 \sim Q_8$ 为开关管MOSFET。

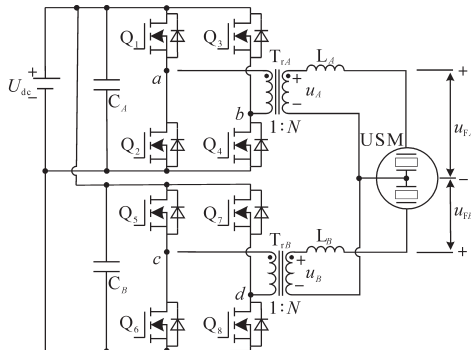


图1 超声电机及全桥驱动电路拓扑

Fig.1 Ultrasonic motor and full bridge drive circuit topology

图1中, A, B 两相全桥电路均采用移相PWM控制, $Q_1 \sim Q_8$ 的驱动信号频率均为 f_s ,占空比固定为50%(忽略死区),且同一桥臂上、下两个开关管(如 Q_1 和 Q_2)驱动信号互补。变压器 T_A, T_B 变比均为 $1:N$,其输出电压 u_A, u_B 是频率为 f_s 的方波电压。调节左、右桥臂开关管(如 Q_2 和 Q_4)驱动信号之间的相位差,即可改变 u_A, u_B 的占空比 D_1 ,其取值范围为 $[0, 1]$ 。调节 A 相和 B 相同位置开关管(如 Q_4 和 Q_8)驱动信号相位差,即可改变两相电压 u_A, u_B 相位差 α ,为保证电机具有较高的电机效率和运行稳定性,一般将 α 固定为 $\pi/2$ 。变压器输出端和超声电机USM两相输入端之间分别串联一个匹配电感 L_A, L_B ,电感值均为 L_s ,主要作用是进行滤波和功率匹配^[14],得到正弦交流电压 u_{FA}, u_{FB} ,于是可以通过全桥驱动电路的两个变量 f_s 和 D_1 改变超声电机驱动电压 u_{FA}, u_{FB} 的频率和幅值。

1.2 定子行波的产生及定转子接触模型

在超声电机压电陶瓷片上施加电压 u_{FA}, u_{FB} ,通过逆压电效应可在定子上激发出两个模态响应 w_A, w_B ,且满足下式:

$$G(s) = \frac{w_A(s)}{u_{FA}(s)} = \frac{w_B(s)}{u_{FB}(s)} = \frac{\Theta}{Ms^2 + Cs + K} \quad (1)$$

式中: Θ, M, C, K 分别为机电耦合系数、定子的模态质量、结构阻尼和机械刚度系数。

当 $D_1=1$ 时,模态响应 w_A, w_B 获得最大幅值为

$$W_m = \frac{4NU_{dc}}{(1 - L_s C_d \omega^2)\pi} \cdot |G(j\omega)| \quad (2)$$

其中

$$\omega = 2\pi f_s$$

式中: C_d 为电机等效静态电容。

两个模态响应在定子上叠加形成波长为 λ 的旋转行波。由于定、转子间存在一定的轴向预压力,它们在行波波峰附近存在摩擦作用,摩擦区域坐标和正、负摩擦分界点坐标分别为 x_c 和 x_s ,由于摩擦作用转子可获得的最大空载转速为^[10]

$$\omega_0 = \frac{k\omega h W_m}{2r} \cdot \frac{\cos(kx_s)}{\cos(kx_c)} \cdot \frac{\sin(kx_c) - 2\sin(kx_s)}{kx_c - 2(kx_s)} \quad (3)$$

其中

$$k = 2\pi/\lambda$$

式中: h, r 分别为转子的厚度和外径; λ 为定子行波的波长。

电机转速为 ω_r 时,转子通过摩擦获得的驱动力矩可用下式表示:

$$T_R = k_T(\omega_0 \sin \frac{D_1 \pi}{2} - \omega_R) \quad (4)$$

式中: k_T 为转矩系数。

2 转速及效率优化控制方法设计

超声电机转速及效率优化控制框图如图2所示,外环对电机转速进行采样和比较,经过PI控制器得到控制量 D_1 。内环通过效率间接反馈单元对驱动电压 u_{FA} 进行整流滤波、采样并计算其有效值 U_F ,利用所设计的MEPT算法计算得到控制量 f_s 。驱动电路在 D_1 和 f_s 的双变量控制下经过匹配电路输出 u_{FA}, u_{FB} ,进而对超声电机进行控制。

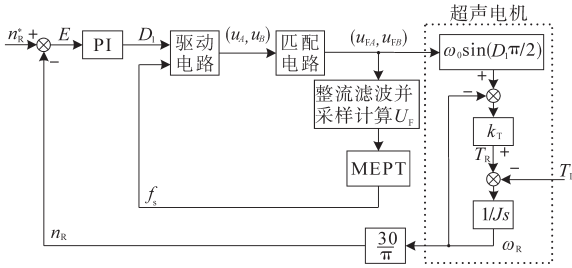


图2 转速及效率优化控制框图

Fig.2 Speed and efficiency optimization control block diagram

电机工作时分为两个阶段:阶段1(0~ t_0 时刻),电机从静止开始启动,MEPT算法不起作用,驱动频率 f_s 设为恒定值 f_0 ,外环PI控制器正常工作直到转速达到给定值;阶段2(t_0 时刻之后),MEPT算法由初始值 f_0 开始对 f_s 进行更新,直到采样计算得到的 U_F 值达到最小值,此时电机工作在最大效率点。

2.1 转速控制器设计

设电机转动惯量为 J ,负载转矩为 T_L ,有:

$$T_R - T_L = Js\omega_R \quad (5)$$

超声电机的模型可由式(4)、式(5)确定,见图2。当电机达到稳态时,驱动力矩与负载转矩相等,即 $T_R=T_L$,于是由式(4)可以得到:

$$\omega_R = \omega_0 \sin \frac{D_1 \pi}{2} - \frac{1}{k_T} T_L \quad (6)$$

采用结构简单、应用广泛的PI控制器,将电机实际转速 n_r 与转速参考值 n_r^* 进行比较,得到偏差值 E 作为控制器输入,经过如下式表示的控制律作用得到的输出值作为占空比 $D_1(s)$:

$$D_1(s) = K_P(1 + \frac{1}{T_I s})E(s) \quad (7)$$

式中: K_P 为比例系数; T_I 为积分时间常数。

2.2 基于驱动电压有效值的效率反馈方式

基于电压有效值的间接反馈方式简单可靠,下面对此效率反馈方式的合理性进行证明。

机械品质因数 Q_m 是衡量超声电机能量转换性能的重要参数,可由下式给出:

$$Q_m = 2\pi \cdot \frac{W_U}{\int_V w_{loss} dV} \quad (8)$$

式中: $W_U, \int_V w_{loss} dV$ 分别为超声电机存储的总能量和损失总能量。

同时有:

$$\int_V w_{loss} dV = [\frac{2wd_{31} \cdot |G(j\omega)|}{s_{11}^E} + \frac{n\lambda \varepsilon_{33}^X \varepsilon_0}{b}] \cdot U_F^2 \cos\varphi \quad (9)$$

式中: $V, w, d_{31}, s_{11}^E, \varepsilon_{33}^X, b, \varepsilon_0$ 分别为压电陶瓷片的体积、宽度、压电系数、柔度系数、介电常数、厚度和真空介电常数; U_F, φ 分别为 u_{FA}, u_{FB} 的有效值和相位差; n 为节径数。

电机在最大效率点 η_{max} 工作时,驱动频率设为 f_m ,此时 Q_m 和 $\cos\varphi$ 达到最大值。由于稳态情况下电机存储的总能量 W_U 为定值,因此由式(8)、式(9)可知此时 U_F 达到最小值,因此 U_F 可作为电机效率的间接反馈量。测得Shinsei USR60型超声电机在90 r/min,0.3 N·m条件下, U_F 和 η 随频率 f_s 变化的曲线如图3所示,其中 $f_m=41.72$ kHz。

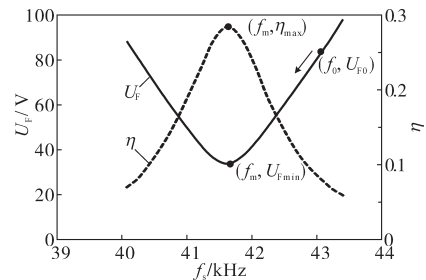


图3 90 r/min,0.3 N·m时 U_F 和 η 随频率 f_s 变化曲线

Fig.3 Variation curves of U_F and η with f_s under 90 r/min,0.3 N·m

2.3 效率优化算法设计

基于图3中 U_F 和 η 随 f_s 变化的曲线特性,一种基本的效率优化的思想是对最大效率点 f_m 进行跟踪:由初始值 f_0 开始,每隔 U_F 的采样周期 T_{sample} 按步长 Δf 减小驱动频率 f_s ,然后计算频率变化前后 U_F 的变化量 ΔU_F ,若 $\Delta U_F < 0$,则继续减小 f_s ,否则认为 U_F 达到最小值 U_{Fmin} ,即电机工作在最大效率点 η_{max} ,不再减小 f_s 。频率更新的步长会影响效率优化算法以及转速控制的性能,文献[12]采用分段变步长的方式,当 f_s 距离 f_m 较远时,设置步

长 0.3 kHz, 距离较近时设置步长 0.003 kHz, 缩短了优化过程的时间。但上述步长设置方式无法保证算法的收敛精度和动态工况下的稳定性。所提出的 MEPT 算法如图 4 所示, 基于最小二乘法的多项式曲面拟合方法计算 Δf 。

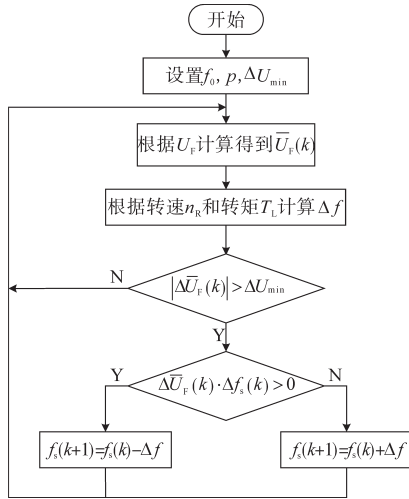


图4 MEPT算法流程图

Fig.4 Algorithm flow chart of MEPT

工作流程描述如下:

1) 对算法中各参数进行设置。

f_0 为 MEPT 算法开始执行时刻 (t_0 时) 电机的驱动频率, 一般大于超声电机谐振频率 f_r , 并保证此频率下 D_1 能够满足常用工况下启动阶段的调速范围 60 ~ 110 r/min, 仿真结果表明 43.5 kHz 可以满足此要求; p 为采样周期数, 将 U_F 在连续 p 个 T_s 周期内取平均值, 用于减少 U_F 在采样过程产生的随机误差, 取值过大会降低算法的收敛速度; ΔU_{min} 为电压判断阈值, 用于抑制算法在最大效率点附近由于 ΔU_F 在零值上下波动引起的振荡, 保证算法的稳定性。经过仿真测试 p 和 ΔU_{min} 分别取 21 和 0.4 V 可以满足以上要求。

2) 根据 U_F 计算得到 $\bar{U}_F(k)$ 。

$\bar{U}_F(k)$ 计算示意图如图 5 所示, 横轴 t 代表算法执行的时间坐标, 相邻两个时间点的间隔为 $T_p = p \times T_s$ 。在区间 $[t(k-1), t(k)]$, $[t(k-2), t(k-1)]$ 内, 驱动频率分别为 $f_s(k)$, $f_s(k-1)$, 二者的差值记为 $\Delta f_s(k)$, U_F 的平均值分别记为 $\bar{U}_F(k)$, $\bar{U}_F(k-1)$, 二者的差值记为 $\Delta \bar{U}_F(k)$ 。

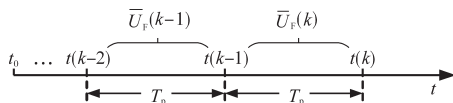


图5 $\bar{U}_F(k)$ 计算示意图

Fig.5 Calculation diagram of $\bar{U}_F(k)$

3) 根据电机转速 n_R 和转矩 T_L , 基于最小二乘

法的多项式曲面拟合方法计算 Δf 。

如图 3 所示, 在超声电机工作的最大效率点 f_m 的邻域 $[f_m - \delta f, f_m + \delta f]$ 内, U_F 与驱动频率 f_s 之间的关系可使用下式表示的曲线进行精确拟合:

$$U_F(f_s) = A \cdot (f_s - f_m)^2 + U_{Fmin} \quad (10)$$

其中, A 为二次项系数, 是转速 n_R 和转矩 T_L 的函数。若要保证超声电机工作在最大效率点, 应保证下式成立:

$$|U_F(f_m \pm \Delta f) - U_{Fmin}| \leq \Delta U_{min} \quad (11)$$

由式(10)、式(11)联立可得:

$$\Delta f \leq \sqrt{\frac{\Delta U_{min}}{A}} \quad (12)$$

为防止算法发生振荡, 并保证较高的收敛速度, 取式(12)“=”成立, 并将 Δf 表示为转速 n_R 和转矩 T_L 的函数 $g(n_R, T_L)$:

$$\Delta f = \sqrt{\frac{\Delta U_{min}}{A}} = g(n_R, T_L) \quad (13)$$

Shinsei USR60 超声电机常用工作范围为 60 ~ 110 r/min, 0 ~ 0.5 N·m, 转速和转矩分别间隔 10 r/min, 0.1 N·m, 选取 36 个工况 (n_{Ri}, T_{Li}), $i=1, 2, \dots, 36$, 得到 36 个工况下 A 的值并代入式(13)中, 计算得到对应的 Δf_i 如表 1 所示。

表1 不同工况 (n_{Ri}, T_{Li}) 时 Δf_i 的取值

Tab.1 The value of Δf_i in different working conditions

$T_L / (N \cdot m)$	$n_R / (r \cdot \min^{-1})$					
	60	70	80	90	100	110
0	0.033	0.029	0.026	0.024	0.023	0.021
0.1	0.053	0.041	0.035	0.031	0.028	0.024
0.2	0.070	0.053	0.044	0.038	0.033	0.029
0.3	0.084	0.064	0.053	0.044	0.038	0.033
0.4	0.105	0.075	0.061	0.051	0.042	0.038
0.5	0.113	0.083	0.066	0.053	0.047	0.041

将表 1 中离散的数据点绘制在三维坐标系中, 如图 6 所示, 通过曲面拟合的方法得到函数 $\Delta f = g(n_R, T_L)$ 的表达式。

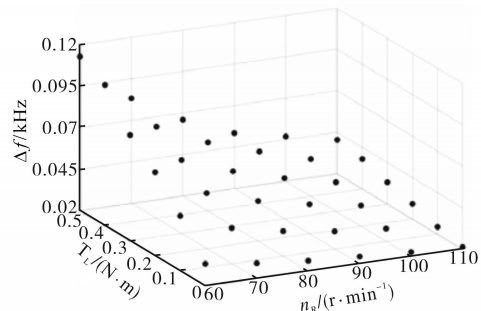


图6 Δf_i 与 (n_{Ri}, T_{Li}) 在三维坐标系中的关系

Fig.6 Relationship between Δf_i and (n_{Ri}, T_{Li}) in 3D coordinate system

分别在 $\Delta f-T_L$ 和 $\Delta f-n_R$ 平面内绘制出对应的数据关系,在同一转速条件下 Δf 与 T_L 可近似采用一次函数进行拟合,即 $g(n_R, T_L)$ 满足:

$$g(n_R, T_L) = k(n_R) \cdot T_L + d(n_R) \quad (14)$$

在同一转矩条件下 Δf 与 n_R 可近似采用二次函数进行拟合,因此可假设:

$$\begin{cases} k(n_R) = a_1 n_R^2 + b_1 n_R + c_1 \\ d(n_R) = a_2 n_R^2 + b_2 n_R + c_2 \end{cases} \quad (15)$$

于是有:

$$g(n_R, T_L) = (a_1 n_R^2 + b_1 n_R + c_1) \cdot T_L + a_2 n_R^2 + b_2 n_R + c_2 \quad (16)$$

采用基于最小二乘法的三次多项式曲面拟合方式对上述数据拟合,其函数表达式为

$$\begin{aligned} f(x, y) = & \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y + \alpha_4 x^2 + \\ & \alpha_5 xy + \alpha_6 y^2 + \alpha_7 x^3 + \\ & \alpha_8 x^2 y + \alpha_9 xy^2 + \alpha_{10} y^3 \end{aligned} \quad (17)$$

令

$$\alpha = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_{10}]^T$$

$$\begin{aligned} \beta(x, y) = & [\beta_1(x, y) \quad \beta_2(x, y) \quad \cdots \quad \beta_{10}(x, y)]^T \\ = & [1 \quad x \quad y \quad x^2 \quad xy \quad y^2 \quad x^3 \quad x^2 y \quad xy^2 \quad y^3]^T \end{aligned}$$

因此对拟合曲面上任一数据点 q_i ,即 (x_i, y_i) 有:

$$f(q_i) = \sum_{j=1}^{10} \alpha_j \cdot \beta_j(q_i) = \alpha \cdot [\beta(q_i)]^T \quad (18)$$

最小二乘法是一种逼近理论,拟合曲面一般不通过已知数据点,而是使得数据点 q_i 对应的实际值 z_i 与其在曲面上的取值 $f(q_i)$ 之差的平方和 $\sum E^2$ 达到最小,以此求得其系数矩阵 α ,即

$$\begin{aligned} \frac{\partial (\sum E^2)}{\partial \alpha_j} &= \frac{\partial \sum_i [z_i - f(q_i)]^2}{\partial \alpha_j} = 0 \Leftrightarrow \\ 2 \sum_i b_j(q_i) \cdot [z_i - f(q_i)] &= 0 \Leftrightarrow \\ \sum_i b_j(q_i) \cdot f(q_i) &= \sum_i b_j(q_i) \cdot z_i \\ j &= 1, 2, \dots, 10 \end{aligned} \quad (19)$$

将式(18)代入式(19),并采用矩阵形式表达如下:

$$BB^T \alpha = Bz \quad (20)$$

其中

$$\begin{aligned} B &= \begin{bmatrix} \beta_1(q_1) & \beta_1(q_2) & \cdots & \beta_1(q_i) \\ \beta_2(q_1) & \beta_2(q_2) & \cdots & \beta_2(q_i) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{10}(q_1) & \beta_{10}(q_2) & \cdots & \beta_{10}(q_i) \end{bmatrix} \\ z &= [z_1 \quad z_2 \quad \cdots \quad z_i]^T \end{aligned}$$

对比式(16)和式(17),并将表1中36个数据点代入式(20)可解得式(16)中各系数的值如下:

$$\begin{cases} a_1 = 5.01 \times 10^{-5} \\ a_2 = 3.99 \times 10^{-6} \\ b_1 = -1.08 \times 10^{-2} \\ b_2 = -9.65 \times 10^{-4} \\ c_1 = 6.27 \times 10^{-1} \\ c_2 = 7.91 \times 10^{-2} \end{cases}$$

采用最小二乘法拟合得到的曲面如图7所示,其中黑色实点表示离散数据点。计算此曲面对原始数据点的确定系数 R 和误差平方和 SSE 分别为0.992和 1.42×10^{-4} ,这说明对原始数据拟合效果很好,且能对未知数据点的 Δf 进行预测。于是可根据式(16)计算任意转速 n_R 和转矩 T_L 条件下 Δf 的数值。

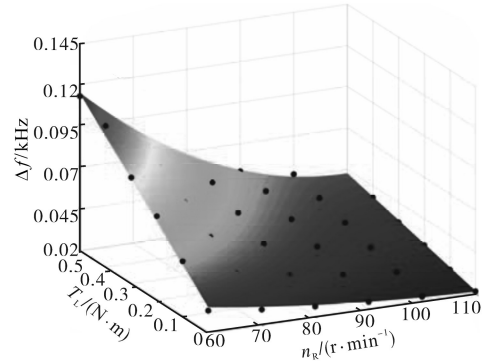


图7 最小二乘法拟合函数 $\Delta f = g(n_R, T_L)$ 得到的曲面
Fig.7 Surface obtained by fitting $\Delta f = g(n_R, T_L)$ with LSM

4) 判断 $|\Delta \bar{U}_F(k)| > \Delta U_{\min}$ 是否成立,若结果为“Y(是)”,说明 f_s 尚未收敛至 f_m ,则继续执行下一步进行判断;若结果为“N(否)”,说明算法已经收敛,返回步骤2)进入下一循环。

5) 判断 $\Delta \bar{U}_F(k) \cdot \Delta f_s(k) > 0$ 是否成立,若是,通过 $f_s(k+1) = f_s(k) - \Delta f$ 对 f_s 进行更新;若否,则通过 $f_s(k+1) = f_s(k) + \Delta f$ 进行更新,最终返回步骤2)进入下一循环。

3 仿真结果

为验证所提出转速及效率优化控制方法的有效性,以Shinsei USR60超声电机作为控制对象并基于图1和图2建立系统仿真控制模型, U_{dc} 为12V,变压器变比为1:6,匹配电感取值 L_c 为2.4mH, U_F 的采样周期 T_{sample} 为0.85kHz,PI控制器参数 K_p, T_1 分别为0.1和0.9ms。

3.1 电机转速及效率优化控制效果

图8是给定转速 n_R^* 为90r/min、负载转矩 T_L

为0.3 N·m时,超声电机在所提出方法控制下的转速及效率优化控制效果。0~2 s内,仅有PI控制器工作,电机转速在 D_1 的控制下到达给定值。2 s后,MEPT算法开始工作,直到 $f_s=41.7$ kHz,即 f_s 收敛至图3中最大效率点对应的41.72 kHz的邻域内;为了保证输出转速恒定,PI控制器通过减小 D_1 使得输入电压有效值降至38.1 V,最终电机效率提升至0.289,此仿真结果与图3所示曲线几乎吻合。

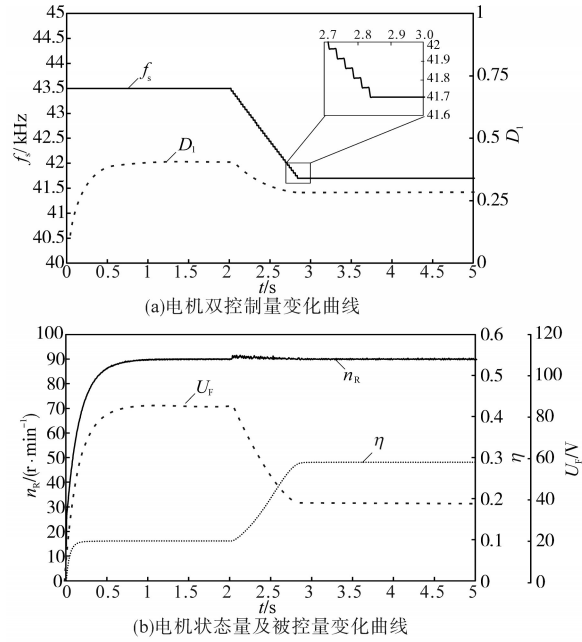


图8 90 r/min,0.3 N·m时所提出方法的控制效果

Fig.8 Control effect of the proposed method under 90 r/min,0.3 N·m

3.2 动态工况下不同效率优化算法控制效果对比

电机给定转速为70 r/min,转速环均采用PI控制器,效率优化算法分别采用分频段变步长和MEPT算法并在1.5 s时开始工作,负载转矩在3.5 s时由0.3 N·m减小为0.1 N·m, f_s 以及电机转速和工作效率如图9所示。

从图9中可以看出,0~1.5 s内,两种控制效果没有明显差别;1.5~3.5 s内,分频段变步长算法优化速度较快,时间为0.395 s,转速波动为13.4%,但优化后效率仅为0.209,说明算法未收敛至最大效率点,收敛精度低。而MEPT算法优化时间为0.735 s,这对电机性能几乎没有影响,转速波动仅为1.6%,优化后效率达到了0.268;3.5 s之后,由于负载突变,分频段变步长算法出现振荡,导致转速波动很大,最大波动为19.5%,此时电机无法正常工作,而MEPT算法仅为6.4%,且最终稳定在70 r/min,电机近似达到最大效率0.194。

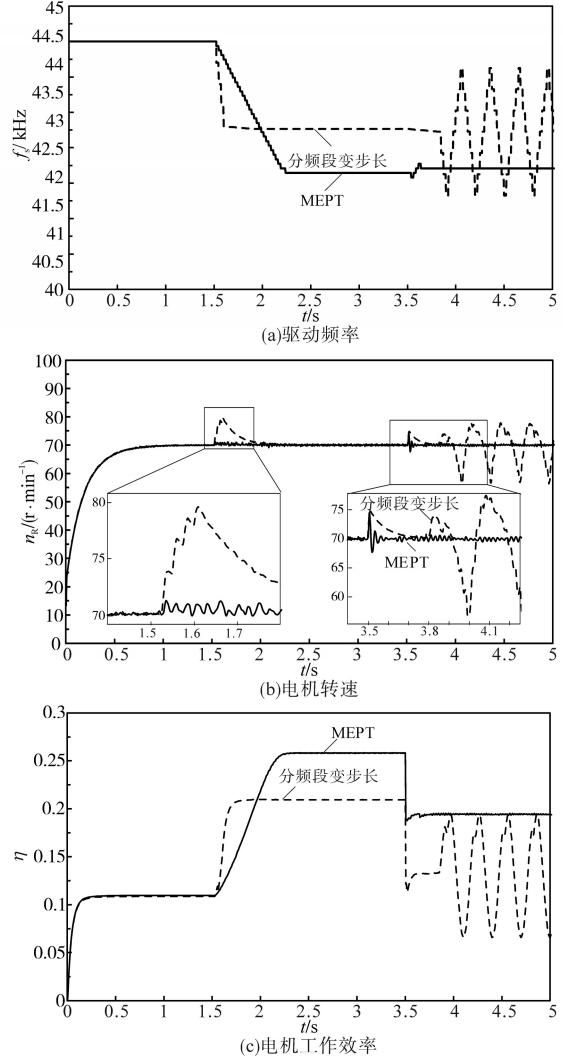


图9 动态工况下不同效率优化算法控制效果对比

Fig.9 Comparison of control effects of different efficiency optimization algorithms under dynamic conditions

4 结论

针对超声电机效率过低的问题,通过分析电机驱动电路工作特性,确定 f_s 和 D_1 可以作为控制量,分别对转速和效率进行控制,并利用机械品质因数 Q_m 的表达式对基于驱动电压有效值的效率反馈方式进行理论证明,然后针对电机的电压-效率-频率特性设计了最大效率点跟踪算法,采用基于最小二乘法的多项式曲面拟合方法计算频率更新步长。与现有效率优化方法相比,该方法不仅能够提高电机稳态时的工作效率,减小效率优化过程中的转速波动,同时还保证了动态工况下的稳定性。

参考文献

[1] 姚舜才,任一峰. 超声电机的EM核鲁棒建模研究[J]. 电气传

- 动,2020,50(7):118-123.
- Yao S, Ren Y. Research on ultrasonic motor modeling based on EM kernel robust method[J]. *Electric Drive*, 2020, 50(7): 118-123.
- [2] 赵淳生. 21世纪超声电机技术展望[J]. *振动、测试与诊断*, 2000, 20(1): 10-15, 71.
- Zhao C. Ultrasonic motor techniques in the 21st century[J]. *Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis*, 2000, 20(1): 10-15, 71.
- [3] Shi J, Lü F, Liu B. Self-tuning speed control of ultrasonic motor combined with efficiency optimization[J]. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2014, 12(1): 93-101.
- [4] Lu X, Hu J, Zhao C. Analyses of the temperature field of traveling-wave rotary ultrasonic motors[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2011, 58(12): 2708-2719.
- [5] Ou W, Yang M, Meng F, *et al.* Continuous high-performance drive of rotary traveling-wave ultrasonic motor with water cooling[J]. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2015, 222: 220-227.
- [6] Li S, Ou W, Yang M, *et al.* Temperature evaluation of traveling-wave ultrasonic motor considering interaction between temperature rise and motor parameters[J]. *Ultrasonics*, 2015, 57: 159-166.
- [7] Cheng Y, Lei F, Xu W, *et al.* Speed control of ultrasonic motors by auto-tuning fuzzy PI control[C]//Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation (Cat. No.02EX527). Shanghai, China: IEEE, 2002: 1882-1886.
- [8] 史敬灼, 周鲁英. 超声电动机系统最大效率控制研究现状与展望[J]. *微电机*, 2009, 42(2): 64-66.
- Shi J, Zhou L. Review of maximum efficiency control of ultrasonic motor system[J]. *Micromotors*, 2009, 42(2): 64-66.
- [9] Shi W, Zhao H, Ma J, *et al.* Optimal working frequency of ultrasonic motors[J]. *Ultrasonics*, 2016, 70: 38-44.
- [10] Shi W, Zhao H, Ma J, *et al.* An optimum-frequency tracking scheme for ultrasonic motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(6): 4413-4422.
- [11] Shi W, Zhao H, Zhao B, *et al.* Extended optimum frequency tracking scheme for ultrasonic motor[J]. *Ultrasonics*, 2018, 90: 63-70.
- [12] Senjyu T, Yokoda S, Uezato K. A study on high-efficiency drive of ultrasonic motors[J]. *Electric Power Components and Systems*, 2001, 29(3): 179-189.
- [13] Zhao C. *Ultrasonic motors: technologies and applications*[M]. New York: Springer Science & Business Media, 2011.
- [14] 张文宇, 李弘炬, 王秀玲. 超声波电机推挽式驱动电路研究[J]. *电气传动*, 2010, 40(2): 72-76.
- Zhang W, Li H, Wang X. Study on the push-pull driving circuit of ultrasonic motor[J]. *Electric Drive*, 2010, 40(2): 72-76.

收稿日期:2021-01-18

修改稿日期:2021-01-30