

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2014.02.016

基于场路耦合法的变频感应电机铁耗计算*

王海荣, 吴建华*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 相对于正弦激励,变频器输出电压中包含大量的谐波分量使得感应电机铁耗的计算变得更加复杂。为了准确地计算电机铁耗和研究铁耗在变频感应电机内的分布特点,建立了二维时步有限元的铁耗计算模型,基于场路耦合法,以一台1.5 kW的变频感应电机为实例,计算了空载运行时电机的铁耗,并分别对正弦激励和变频器供电下感应电机内部铁耗的具体分布特点进行了对比分析,在此基础上,研究了变频器不同的控制策略对变频感应电机铁耗的影响。对样机进行空载实验测量电机铁耗,研究表明,实验结果与仿真分析吻合良好,以往在正弦激励下被忽略的转子铁耗在变频感应电机中不可忽视且以谐波为主集分布在转子齿顶部分。为进一步优化电机铁芯结构来降低铁耗和电机的温升研究提供了一定的技术支持。

关键词: 铁耗; 变频感应电机; 有限元; 场路耦合

中图分类号: TH39; TM301 文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2014)02-0203-06

Calculation of iron losses in inverter-fed induction motor based on field-circuit coupled method

WANG Hai-rong, WU Jian-hua

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Compared to the sinusoidal excitation, iron losses in inverter-fed induction motors are calculated more complex due to many harmonic components in the inverter. In order to calculate iron losses in inverter-fed induction motors accurately, an computation iron losses model was established based on 2-D circuit-field coupled time-stepping finite element method. Taking a 1.5 kW motor as an example, iron losses in the motor were calculated at the no-load condition. The specific distribution of iron losses in the induction motor under sinusoidal and inverter excitation were also studied and compared respectively. Based on the above analysis, the influences of the control strategy for the inverter on iron losses were also investigated. Finally, iron losses in the prototype motor were measured by the no-load test. The results indicate that the calculated value can make a good agreement with the measured, and iron losses at the rotor side which is normally neglected in the sinusoidal supply can't be neglected. The iron losses in the tooth area are due to high harmonics. The achievement can provide some technical support for developing optimized design of core structure to reduce iron losses and temperature-rise study in motors.

Key words: iron losses; inverter-fed induction motor; finite element method(FEM); field-circuit

0 引 言

近年来,越来越多的电机采用变频器供电,以实现电机的各种复杂控制。变频器供电条件下,输出

电压不仅含有电机驱动所需要的基波电压分量,同时还含有大量的谐波分量,使得电机铁芯内磁场波形畸变严重,从而导致电机铁耗的准确计算变得更为复杂和困难。在电机研制过程中,要求预先精确地计算铁耗及其具体分布情况,找出节能潜力最大的区域,通

收稿日期: 2013-10-09

基金项目: 国家高技术研究发展计划("863"计划)资助项目(2011AA11A101)

作者简介: 王海荣(1988-),女,江苏南通人,主要从事变频异步电机损耗计算和电机的场路耦合仿真方面的研究. E-mail: braver704@126.com

通信联系人: 吴建华,男,博士,教授. E-mail: hzjhwa@163.com

过进一步改进电机铁芯结构达到降低铁耗来提高电机效率的目的。因此,针对变频电机铁耗的准确计算及其局部分布情况的研究是十分必要的。

然而,基于磁路分析的铁耗计算方法^[1-2]难以满足上述要求,一方面,由于该方法在计算铁耗时引入了经验系数来计及铁耗的众多影响因素,无法研究某一特定因素对铁耗的影响,另一方面,该方法不能对铁耗的局部分布特点进行细致分析,难以为电机铁芯结构优化和降耗措施的研究提供技术支持。而基于有限元法的铁耗计算能够方便地解决上述问题,在研究电机内部损耗的分布方面,具有独特优势。

目前,已有一些文献利用有限元法对电机铁耗进行了研究^[3-4],在铁耗计算模型方面,主要有两种:一个是基于磁滞和涡流损耗的两项式模型^[5];另一个是基于磁滞、涡流及附加损耗的常数项三项式模型^[6],该模型已得到广泛应用,在上述基本计算模型的基础上,还衍生出其他一些改进模型^[7-9]。在研究铁耗的影响因素方面,文献[10]研究了斜槽对不同容量感应电机铁耗的影响,文献[11]以一台径向磁场无刷直流电机为例,研究了不同材料和运行状况对铁耗的影响。在电机铁芯结构优化方面,文献[12]对变频感应电机结构进行了优化达到了降低铁耗的目的。上述文献在铁耗的计算及分析中,仍缺乏对铁耗分布情况的分析,另外,在利用有限元法对电机铁耗的研究中,鲜有文献对变频感应电机的铁耗及其分布情况以及不同的控制策略等对电机铁耗的影响进行分析研究。

本研究采用三项式铁耗计算模型,基于二维场路耦合时步有限元法,系统研究变频器供电下感应电机的铁耗,并进行实验验证;另外通过仿真研究变频器控制参数对变频电机铁耗的影响。

1 计算模型

1.1 电机场路耦合时步有限元法分析模型

本研究试验样机的主要参数如表 1 所示,场路耦合分析时以变频器输出电压为输入变量,同时将电机内磁场方程与定、转子外电路方程结合起来,将磁

表 1 试验样机主要参数

基本参数	数值	基本参数	数值
额定功率 P_N /kW	1.5	极数	4
额定电压/V	220	相数	3
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 444	转子内径/mm	38
铁芯长度/mm	95	定子槽数	36
定子外径/mm	155	转子槽数	22
定子内径/mm	98	定子绕组连接方式	星形
转子外径/mm	97.4	硅钢片材料	50W600

方程和瞬时值表示的外电路方程联立求解。

本研究在对电机内磁场进行分析时,为了计算的方便,做如下假设:

(1) 电机内磁场沿轴向均匀分布,忽略端部效应,矢量磁位和电流密度矢量只有 z 轴分量;

(2) 定子铁芯外部漏磁场很小,忽略不计。根据磁场分布的周期性,取 1/2 个电机模型作为求解区域,异步电机的有限元求解模型如图 1 所示。

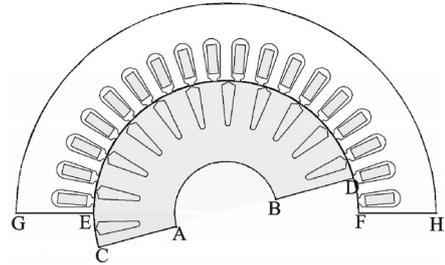


图 1 异步电机的有限元求解模型

感应电机在如图 1 所示的一对极内,电磁场的问题可表示成边值问题:

$$\begin{cases} \Omega: \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) = -J_z \\ A_z|_{\hat{AB}} = A_z|_{\hat{GH}} = 0 \\ A_z|_{AC} = A_z|_{BD} \quad \text{整周期边界} \\ A_z|_{EC} = A_z|_{FH} \quad \text{整周期边界} \\ A_z|_{\hat{EC}} = A_z|_{\hat{DF}} \quad \text{运动边界} \end{cases} \quad (1)$$

式中: Ω —求解区域; \hat{AB} , \hat{GH} —定子铁芯外圆表面和转子铁芯内圆表面,其上 A_z 满足第一类齐次边界条件。

运动边界的处理:定子和转子的相对运动采用独立坐标系法(也称运动气隙边界法)。在该方法中,定子和转子部分分别采用静止和转动两套完全独立坐标系,沿感应电机的气隙中心生成一条圆弧,将电机一分为二,并沿它们分别属于定子部分和转子部分。在瞬态分析时,定子部分(包括定子部分的气隙)保持静止,转子部分(包括转子部分的气隙)转动。这样定、转子坐标系中的磁场通过气隙中心的两条边界线(如图 1 中的 \hat{EC} 和 \hat{DF})互相耦合。该方法的优点是在仿真计算的每一步都不需再重新剖分定转子部分,加快了仿真速度。

对于电流密度,如下式所示:

$$J_z = \begin{cases} J_s & \text{定子绕组区域} \\ 0 & \text{定转子铁心和气隙区域} \end{cases} \quad (2)$$

定子绕组区域的电压平衡方程如下:

$$u = R_e i_s + L_e \frac{di}{dt} + \frac{d\psi}{dt} \quad (3)$$

式中: u , i_s —一定子的相电压和相电流; L_e , R_e —一定子

每相绕组端部的电阻和漏电感; $d\psi/dt$ 一定子每相绕组直线部分的感应电动势,是场路耦合模型中重要的一项,可由有限元计算得到。

转子导条区域:以第 k 根导条为例,其上的电流方程如下式所示:

$$J_{rk} = -\sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} + \sigma \frac{u_{rb,k}}{L_{jc}} \quad (4)$$

式中: J_{rk} 一转子第 k 根导条的电流密度, $u_{rb,k}$ 一该导条两端的电压, L_{jc} 一转子导条直线部分的长度, $\sigma \partial A_z / \partial t$ 一涡流电流密度。

场域方程中,绕组中的电流未知,用差分来替代矢量磁位和电流对时间的求导,便可得定子区域的方程,同理可求得转子区域的方程。联立式(1~4),便可得到整个电机的场路耦合方程。

转子的机械运动方程如下式所示:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_{load} - T_{m,loss} \quad (5)$$

式中: Ω 一转子机械角速度; J 一转动惯量; T_{em} , T_{load} , $T_{m,loss}$ 一电磁转矩、负载转矩和风磨损耗引起的转矩。

结合场路耦合方程与转子机械运动方程,可实现电机的暂态分析。

为更逼近变频电机实际运行状态,本研究仿真分析时,定子相电压采用实测的变频器输出的电压波形数据。

1.2 铁耗的计算模型

虽然已经有不少文献提出了多种铁耗计算模型,各有优缺点,对于如何精确地处理旋转磁化和非正弦供电,仍有待研究和完善。本研究选用一种广泛应用的模型,即 Bertotti 于 1988 年提出的三项式铁耗计算模型,该模型适用于任意磁场波形,如下式所示^[13]:

$$P_{fe} = P_h + P_e + P_a \quad (6)$$

$$P_h = k_h f B_m^2 \quad (7)$$

$$P_e = \frac{1}{2\pi^2} k_e f \int_0^T \left\{ \left(\frac{dB_x}{dt} \right)^2 + \left(\frac{dB_y}{dt} \right)^2 \right\} dt \quad (8)$$

$$P_a = \frac{1}{C_e} k_a f \int_0^T \left\{ \left(\frac{dB_x}{dt} \right)^2 + \left(\frac{dB_y}{dt} \right)^2 \right\}^{0.75} dt \quad (9)$$

式中: P_{fe} 一电机铁耗; P_h 一磁滞损耗; P_e 一涡流损耗; P_a 一巴克豪森跃变产生的损耗,也称附加损耗; k_h , k_e , k_a 一铁磁材料相应的损耗系数; f 一磁场频率; $B(t)$ 一硅钢片的磁密; B_m 一磁密幅值; C_e 一常数。

且:

$$C_e = (2\pi)^{1.5} \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos^{1.5} \theta d\theta \quad (10)$$

获得铁损系数 k_h 、 k_e 和 k_a 的方法如下:

当电源电压为正弦时,通过式(6~9)可以推导得出铁耗如下式所示:

$$P_{fe} = k_h f B_m^2 + k_e f^2 B_m^2 + k_a f^{1.5} B_m^{1.5} \quad (11)$$

其中:

$$k_e = \pi^2 \gamma d^2 / 6$$

式中: γ 一硅钢片的电导率, S/m; d 一硅钢片厚度, m。

k_h , k_a 一可利用硅钢片损耗实测数据拟合求得。

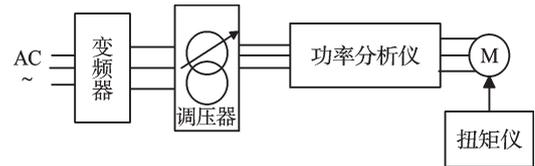
1.3 电机铁耗的实验

电机铁耗的测量参照国家标准 GB1032-85 中所规定的方法进行^[14],在空载试验时,附加损耗和转子导条的损耗相对于铁损来说可以忽略不计。故有功功率平衡方程如下式所示:

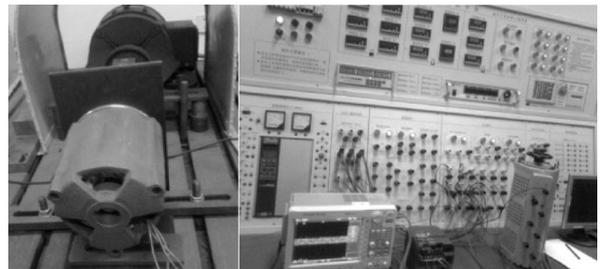
$$P_{no-load} = P_{fe} + P_{cu1} + P_{mec0} \quad (12)$$

式中: $P_{no-load}$ 一空载损耗, P_{cu1} 一定子铜耗, P_{mec0} 一风磨损耗。

通过一组空载试验,作曲线 $P_{no-load} - P_{cu1} = P_{fe} + P_{mec0} = f(U_o/U_N)^2$,延长其直线部分交于纵轴,即可分离出风磨损耗,从而获得电机的铁耗。实验平台原理图如图2(a)所示,平台实物图如图2(b)所示。



(a) 原理图



(b) 实物图

图2 样机实验平台

2 仿真及实验分析

2.1 变频器供电下电机铁耗分析

电机铁耗是周期性变化的,采用时步有限元分析的一个周期的电机铁耗波形如图3所示。

由图3可见,在0.18 s~0.2 s之间,有18个铁耗峰值,这是因为一对极下有18个槽。电机铁耗即一个周期内铁耗的平均值。

样机在变频器供电下的仿真和实测得到的铁耗,以及标准正弦供电的实测铁耗如图4所示。

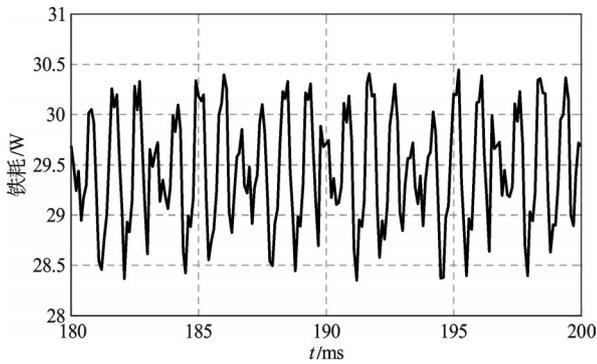


图 3 一个周期下电机铁耗波形

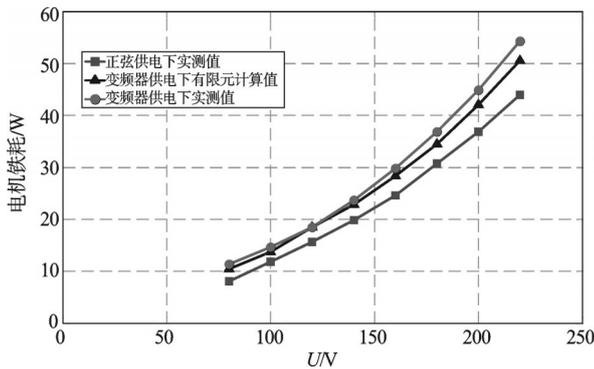


图 4 样机铁耗有限元计算结果与实测值

由图 4 可以看出,采用变频器供电时,电机铁耗较正弦激励下的铁耗明显增大,高出 20.4%~34.3%。电机铁耗的仿真结果与实验结果吻合良好,验证了所推导铁耗新模型的正确性。仿真结果比实测值略低,这是由于实测铁耗中还包括转子导条中的损耗和空载下的杂散损耗,而有限元计算的铁耗值只包含铁芯损耗,并未计及各种附加损耗,而且计算中还忽略了局部磁滞损耗的增加部分。

2.2 正弦波和变频器供电下电机铁耗密度分布

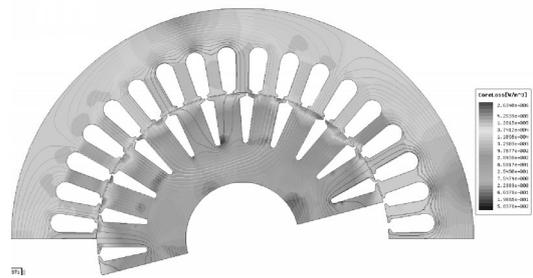
正弦波和变频器供电下,基波电压为 220 V,基波频率为 50 Hz 时,电机额定运行,定转子某时刻的铁耗密度分布如图 5 所示。

由图 5 可以得出:

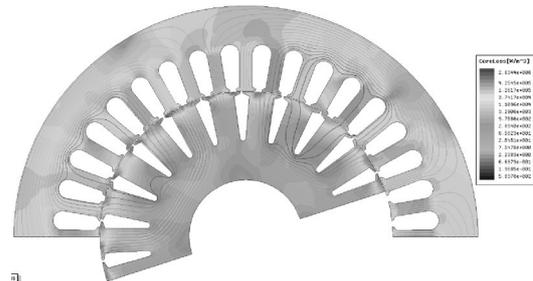
(1) 正弦波供电时,电机铁耗集中在定子铁芯。由于转子磁场交变频率很低,转子铁耗主要集中在齿顶,齿身铁耗密度很低,轭部铁耗密度接近于 0。

(2) 变频器供电时,定子轭部的铁耗密度比正弦波有所增大,齿身和齿顶铁耗增大明显,而转子铁芯不仅齿顶有铁耗,轭部的铁耗明显增大。

正弦激励下感应电机的转子部分也有铁耗,主要分布在齿顶,而以往转子部分铁耗是被忽略的。相比较正弦激励下感应电机的铁耗分布,变频感应电机转子部分的损耗密度更大,这是因为变频器的输出电压不仅含有电机所需的基波成分,同时还含有大量的



(a) 正弦激励时



(b) 变频器供电时

图 5 定转子铁芯铁耗密度分布

谐波。实验中采用的是 SPWM 变频器,当电压基频为 50 Hz,载波频率为 2 kHz 时,实测的感应电机相电压波形如图 6 所示,相电压波形的傅里叶分析如图 7 所示。由图 6、图 7 中可以看出产生的谐波电压主要集中在载波频率附近,频率较高,这些谐波分量产生的谐波磁场在定、转子中的交变频率几乎一致(谐波转差率 ≈ 1),因此在转子产生的铁耗比较明显。在变频感

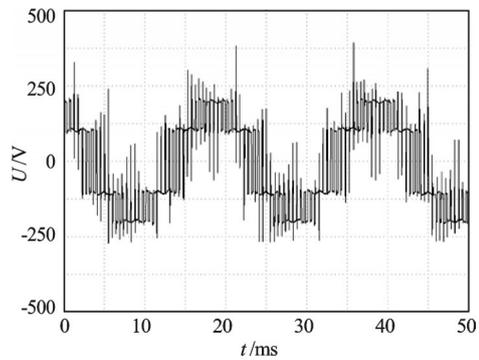


图 6 实测的变频器供电下电机的相电压波形

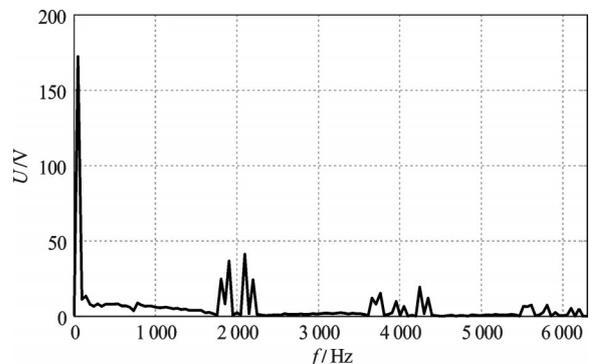


图 7 基频 50 Hz 时,变频器供电样机相电压频谱分析

应电机设计阶段分析计算变频感应电机铁耗时,不能忽略转子铁耗,这点应引起足够的重视。

3 变频器控制参数对电机铁耗的影响

以下本研究采用场路耦合时步有限元法,基于之前验证有效的铁耗分析计算方法,对变频器控制参数对感应电机铁耗的影响进行研究。仿真用的变频器采用平均采样型SPWM调制方式,把希望得到的正弦波作为调制信号,以等腰三角波作为载波信号,通过调制获得SPWM波形。笔者对直流母线电压恒定、改变调制系数和调制系数恒定、改变直流母线电压这两种控制策略下的变频感应电机的铁耗分别进行了研究。载波频率分别为1 kHz、2 kHz,直流母线电压为380 V时,电机铁耗随调制系数的变化关系如图8所示,载波频率分别为1 kHz、2 kHz,调制系数为0.9时,电机铁耗随直流母线电压的变化关系如图9所示。

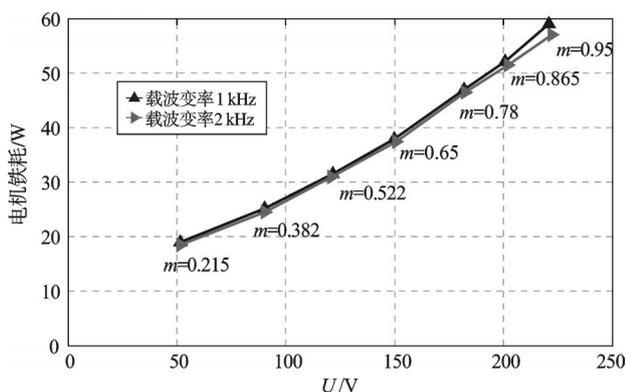


图8 调制系数变化的变频器供电下电机铁耗计算值
(直流母线电压380 V、基波频率50 Hz、
载波频率分别为1 kHz、2 kHz)

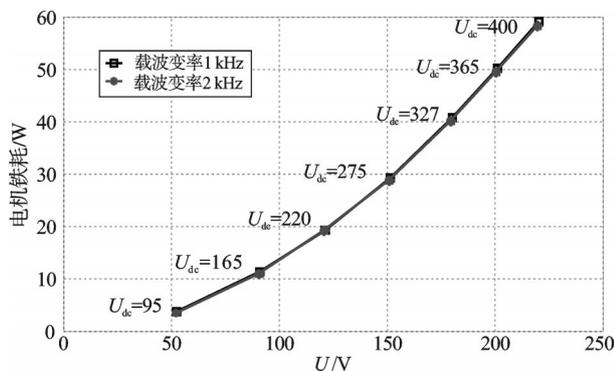


图9 直流母线变化的逆变器供电下电机铁耗计算值
(调制系数为0.9、基波频率为50 Hz、
载波频率分别为1 kHz、2 kHz)

从图8、图9可以得出如下结论:

(1) 采用变频器供电下,电机铁耗受载波频率的影响较小,随着载波频率的增大,电机铁耗会略减小。但是载波频率越高,开关频率就越高,也会引起较大的开关管损耗,所以在实际应用中要综合考虑,选择合适的载波频率。

(2) 变频器采用直流母线电压恒定的控制策略时,电机铁耗比采用调制系数恒定的控制策略时高,特别是在低压的时候,增幅很明显,能达到100%左右。

4 结束语

基于场路耦合时步有限元法,本研究以一台1.5 kW变频感应电机为例,对铁耗进行了系统研究。主要结论如下:

(1) 采用三项式铁耗计算模型,基于场路耦合法计算分析变频感应电机的铁耗,具有较高的精度,计算值与实验值吻合良好。

(2) 变频器供电下,感应电机转子铁芯的铁耗密度较标准正弦供电下的明显增大;定子侧铁耗密度最大值集中在齿顶和齿身部分,转子侧的铁耗密度最大值集中在齿顶部分。

(3) 变频器不同的控制参数对电机铁耗的影响不同。载波比对电机铁耗的影响很小,采用直流母线电压恒定的控制方法下得到的电机铁耗较调制系数不变时得到的铁耗大。

参考文献(References):

- [1] 方瑞明,王 榕. 基于谐波分析法的高速变频电机铁耗计算方法[J]. 电机与控制学报,2004,8(1):25-27.
- [2] 黄平林,胡虔生,崔 杨,等. PWM逆变器下电机铁芯损耗解析计算[J]. 中国电机工程学报,2007,27(12):19-23.
- [3] 赵海森,罗应立,刘晓芳,等. 异步电机空载铁耗分布的时步有限元分析[J]. 中国电机工程学报,2010,30(30):99-105.
- [4] DLALA E, ARKKIO A. A general model for investigating the effects of the frequency converter on the magnetic iron losses of a squirrel-cage induction motor[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009,45(9):3303-3315.
- [5] 陈世坤. 电机设计[M]. 2版. 北京:机械出版社,2000.
- [6] BERTOTTI G. General properties of power losses in soft ferromagnetic materials[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1988,24(1):621-630.

(下转第243页)

本文引用格式:

王海荣,吴建华. 基于场路耦合法的变频感应电机铁耗计算[J]. 机电工程,2014,31(2):203-207,243.

WANG Hai-rong, WU Jian-hua. Calculation of iron losses in inverter-fed induction motor based on field-circuit coupled method[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2014, 31(2):203-207, 243.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>

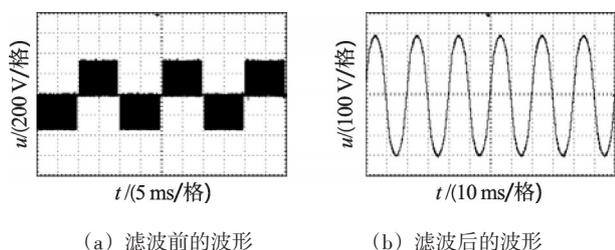


图10 逆变电路的输出波形

5 结束语

本研究详细介绍了该车载逆变电源的硬件参数设置及控制策略。推挽升压电路采用高频变压器进行隔离升压,大大减小了系统硬件电路的体积及噪声污染;该电路使用单片机作为主控芯片,易对SPWM触发波占空比进行控制,也易于进行系统功能的扩展设计。经反复实验,本研究采用“逆变电路先触发、升压电路后触发”的控制方式,解决了以往逆变电源启动困难的问题,但是该部分缺少相关理论分析;由于PCB线路板布局问题系统的效率还未满足设计要求有待进一步改进。经实验验证,系统的控制方案稳定、可靠,并且该逆变电源具有体积小、散热好、噪声小、易启动的特点,既便于安装也适合产品化生产。

参考文献(References):

- [1] 范玲莉. 500 VA 车载正弦波逆变电源设计[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2010:1-3.
- [2] 魏佳霞. 逆变电源启动电路结构分析与研究[J]. 现代企业文化,2009(9):141-142.
- [3] 童仙美,汤雨. 适合宽输入电压的单级升降压逆变器[J]. 中国电机工程学报,2013,33(6):61-66.
- [4] YU Wen-song, HUTCHENS C, LAI J S, et al. High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic ac module applications [C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 3895-3900.
- [5] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 4版. 北京:机械工业出版社,2009.
- [6] [作者不详]. TL494脉宽调制芯片-技术手册[EB/OL]. [1995-08-05]. <http://www.21icSearch.com/pdf-A85BE9BC09F73D98/TL494.html#>.
- [7] STC12C5A60S2 技术手册[EB/OL]. [2013-10-18]. <http://www.stcmcu.com/datasheet/stc/STC-AD-PDF/STC12C5A60S2.pdf>.
- [8] 陈坚. 电力电子学-电力电子变换和控制技术[M]. 2版. 北京:高等教育出版社,2004.
- [9] 田颖,陈培红,聂圣芳,等. 功率MOSFET驱动保护电路设计与应用[J]. 电力电子技术,2005,39(1):73-75.
- [10] 孟志强,陈艳东. 基于EXB841的IGBT驱动电路优化设计[J]. 湖南大学学报,2006,33(6):63-67.
- [11] 龚斌,贾正春,熊娅俐,等. IGBT的开关过电压保护电路研究[J]. 电工技术杂志,2002(3):1-4.
- [12] 刘先正,王颖. 基于PIC18F4431的逆变电源控制系统[J]. 机电工程,2010,27(10):119-122.
- [13] 王文兵. 基于功率MOSFET导通压降的短路保护方法[J]. 电力电子技术,2009,43(8):77-78.

[编辑:罗向阳]

本文引用格式:

包广清,任士康. 基于STC系列单片机的车载逆变电源[J]. 机电工程,2014,31(2):239-243.

BAO Guang-qing, REN Shi-kang. Automotive inverter power supply based on STC[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2014, 31(2): 239-243. [《机电工程》杂志:http://www.meem.com.cn](http://www.meem.com.cn)

(上接第207页)

- [7] IONEL D M, POPESCU M, DELLINGER S J, et al. On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, 42(3): 658-667.
- [8] POPESCU M, IONEL D M. A best-fit model of power losses in cold rolled-motor lamination steel operating in a wide range of frequency and magnetization[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007, 43(4): 1753-1756.
- [9] BOGLIETTI A, CAVAGNINO A, LAZZAZARI M, et al. Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2003, 39(2): 981-989.
- [10] MCCLAY C I, WILLIAMSON S. The variation of cage motor losses with skew[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2000, 36(6): 1563-1570.
- [11] KWON S O, LEE J J, LEE B H, et al. Loss distribution of three-phase induction motor and BLDC motor according to core materials and operating [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, 45(10): 4740-4743.
- [12] WOO J, TACK K B, KWON B I. Optimal stator slot design of inverter-fed induction motor in consideration of harmonic losses[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, 41(5): 2012-2015.
- [13] IORILLO F, NOVIKOV A. An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1990, 26(5): 2904-2910.
- [14] 中国标准出版社. 旋转电机标准汇编异步电机卷[S]. 北京:中国标准出版社,2003.

[编辑:洪炜娜]