无刷直流电动机FPGA占空比脉宽稳定调制的研究

为提高基于FPGA硬件系统的无刷直流电动机的控制效果，降低电动机驱动设备的制造成本，提出基于Lyapunov方程的无刷直流电动机脉宽调制FPGA稳定控制策略。首先，利用脉宽调制（Pulse Width Modulation，PWM）方法构建无刷直流电动机调速的数字控制系统模型，同时为便于采用FPGA控制器进行控制，基于速度误差利用两个预定的PWM占空比变量实现对数字系统模型绝缘栅双极晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor，IGBT）开关的控制；其次，给出无刷直流电动机PWM占空比参数的上下限计算方法，并采用Lyapunov稳定分析方法，获得系统稳定的PWM占空比参数的上下限取值；最后，通过实验验证了所提稳定分析方法的有效性。

赵学岭/华北油田公司采油三厂
李红艳　冯光明　白　松　张钰培/华北石油管理局有限公司电力分公司

赵学岭/工程师

关键词/Keywords
Lyapunov方程·
无刷直流电动机·
脉宽调制·
FPGA控制器·
占空比·

0　引言

电动机驱动器是现代工业生产中不可分割的主要组成部分，典型的家庭和商业应用倾向于使用传统的电动机驱动技术，如单相感应或无刷直流电动机。然而，这些机器的特点是低效率和高维护成本。

在不同机器配置中，直流无刷电动机具有更高效率、强大操作、较低维护成本及更高的机械可靠性的优点，因为不采用任何的电刷，三相无刷直流电动机控制策略通常使用绝缘栅双极晶体管（IGBT）或电源转换器MOSFET实现。为了产生适当的控制信号来执行所需的操作，通常需要一个专用的处理器或一个可编程序的逻辑设备。这样的系统可以降低整体成本，而不损失任何的力学性能。此外，用于无刷直流电流/速度调节的复杂控制策略可能对参数变化、磁饱和以及未建模扰动等具有较高的敏感性。而在家用电器或简单的工业应用中，无刷直流电动机驱动器的操作参数变化不频繁，硬件电路简单，控制成本较低，无须很大的内存和处理能力。这样的低成本、宽调速范围的无刷直流电动机驱动非常适用于可再生能源和混合动力汽车。但是传统的连续控制策略所需要的连续信号应用到单片机或者FPGA中时，无刷直流驱动策略的复杂性需要单片机具有较高的计算能力，同时需要进行频繁的比例积分回路调节计算，这在现实中不容易实现，或者需要较复杂的控制设备，不利于成本控制。

所提出的控制策略将电动机作为一个数字系统。换言之，控制器根据速度误差计算值选择高占空比D_H或低占空比D_L。速度调节是通过这两个预定义的状态之间交替选取实现的。由于它的简单性，这种控制策略很容易实现数字信号处理器或现场可编程序门阵列。因其不需要任何额外的硬件，对于大多数应用，此控制策略已成为有吸引力的解决方案。

1　数字PWM控制无刷直流电动机调速

在无刷直流电动机驱动器中，电动机的速度与施加到其终端的电压存在直接的正比关系。因此，为了实现对无刷直流电动机的调速，需要提供可变电压的直流电源。如果是三相逆变器，则只

有两相是时间活跃的。因此，数字PWM信号控制通过产生可变相位的电压实现对直流无刷电动机的终端开关控制。数字PWM控制策略的主要原理如图1所示。

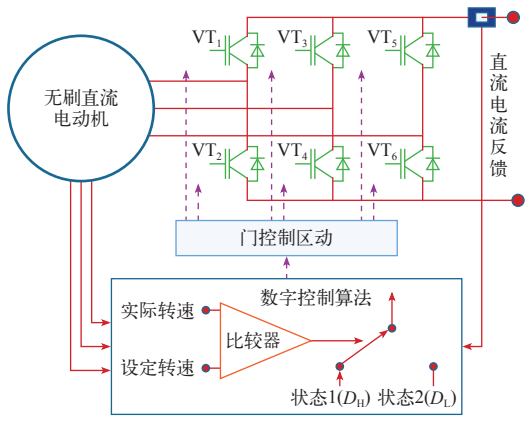


图1　数字PWM控制策略

图1中的控制策略将无刷直流电动机视为数字控制系统。换言之，基于速度误差只有两个预定的PWM占空比的变量应用于IGBT开关控制，如驱动器可以处在两个可能的状态：状态1（高的PWM占空比D_H值应用于逆变器的开关状态控制）和状态2（低的PWM占空比D_L值应用于逆变器的开关状态控制）。数字控制器产生PWM信号，并将其转换成基于速度调节器的电源开关的换向功能逻辑函数。数字控制算法以实际速度与参考速度作为输入，而输出是逆变开关门的PWM逻辑信号，这种电压控制方法便于实际应用。然而，系统设计过程中最好考虑过电流保护，可采用直流母线电流传感器形式，以确保机器安全运行。

在电动模式下，如果测得的速度高于指令参考，则采用低占空比D_L，可产生较小的相电流，这可减少在轴上产生的扭矩。另一方面，如果实际速度低于参考值，则需要增加额外监测系统的扭矩，此时高PWM占空比D_H被采用。D_L和D_H值是预先确定的常数，不随时间变化。对于无刷直流电动机，利用反逻辑可实现占空比的高值和低值的选取。如果电动机的速度需要降低，则施加更高的占空比，从而产生更高的转矩。

2　数字PWM控制器动力学分析

2.1　控制系统的Lyapunov函数稳定分析

由于数字控制策略的特点，所采用的算法实质上是一种变结构控制形式，本文利用候选Lyapunov函数对系统的稳定性进行分析。根据所使用的数字控制特点，给出其Lyapunov函数形式为

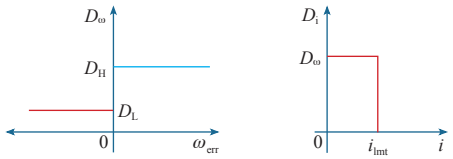
$$V(s(x))=\frac{1}{2}s^{\mathrm{T}}(x)s(x)=\frac{1}{2}\|s(x)\|_2^2 \qquad (1)$$

式中，s为切换面的参数，可用于数字控制的稳定性分析，根据开关表面标志，数字控制器在高控制输入和低控制输入间进行选择。

根据Lyapunov稳定性理论，系统在$s(x)=0$时是稳定的，如果式（1）Lyapunov函数一阶导数是负定的，则

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}<0=>\frac{\partial V}{\partial s}\frac{\partial s}{\partial t}<0=>s^{\mathrm{T}}(x)\dot{s}(x)<0 \qquad (2)$$

根据式（2），如果系统是稳定的，则$s(x)$及其一阶导数$\mathrm{d}(s(x))/\mathrm{d}t$应该是负定的。数字控制系统应遵守Lyapunov标准。为了获得合适的稳定性分析系统，需构建电动机数字控制逻辑模式，如图2所示。



（a）转速与占空比　　（b）电流与占空比

图2　电动机数字控制逻辑模式

基于速度误差ω_{err}和电流限制，该算法选择一个适当的占空比值D_ω，该值是位于两个预定占空值之间的值，即$D_L \leqslant D_\omega \leqslant D_H$。

然而，目前限制是根据耐受性值$\Delta\omega$进行计算，数字控制的电流限制函数如图3所示。

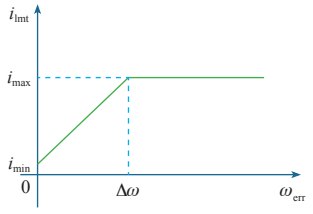


图3　数字控制的电流限制函数

如果速度误差太高，那么当前的限制设置为其最大值，以实现机器的参考输入。随着机器的速度增加，误差和电流限制超调量均减小，以实现系统保护。因此，上升时间应尽可能小。

所提出的数字逻辑控制框图如图4所示。

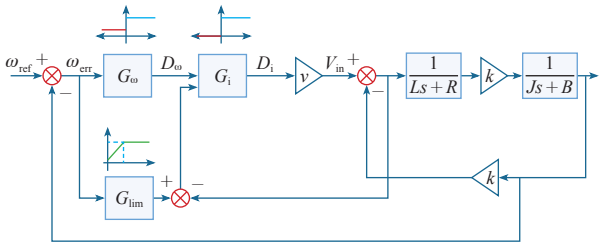


图4 全数字控制系统框图

如果速度误差大于零，即$\omega_{err}>0$，那么应用更高的占空比；否则选择低占空比参数。功能块G_ω和G_i分别通过图2a、b的逻辑输出定义。框图中的剩余常数为无刷直流电动机的参数。

2.2 占空比计算

占空比D的值可表示为电动机参数的函数根据电气和机械方程计算获得

$$T_{em}=J\frac{d\omega}{dt}+b\omega+T_L \tag{3}$$

式中，T_{em}为电磁转矩；ω为转子角速度；b为粘性摩擦常数；J为转子的转动惯量；T_L为负载转矩。

由此可得

$$K_tI=J\frac{d\omega}{dt}+b\omega+T_L \tag{4}$$

式中，K_t为转矩常数；I为平均电流。

在稳定状态下，式（4）可用稳态角速度ω_{ss}进行表示

$$I(\omega_{ss})=\frac{1}{K_t}(b\omega_{ss}+T_L) \tag{5}$$

在稳定状态下，时间相电压方程可表示为

$$V_{an}=IR_a+K_e\omega_{ss} \tag{6}$$

式中，V_{an}为相电压；I为相电流；K_e为绕组和速度常数。

替代电流稳态值，直流电压V_{dc}和占空比参数D，可得到

$$DV_{dc}=\frac{(T_L+\omega_{ss}b)}{K_t}R+K_e\omega_{SS} \tag{7}$$

式中，ω_{ss}为稳态角速度。

因此，占空比可利用电动机参数表示为

$$D=\frac{1}{V_{dc}}\left[\frac{(T_L+\omega_{ss}b)}{K_t}R+K_e\omega_{ss}\right] \tag{8}$$

2.3 基于占空比的状态面稳定切换策略

为获得稳定控制效果，对直流链路电流限制的幅度予以忽略，因为它不影响数字控制操作，其中电流总保持在限制范围内。在此假设基础上，引入新的变量u作为系统控制输入

$$u=\text{sign}(s)\frac{D_H-D_L}{2}+\frac{D_H+D_L}{2} \tag{9}$$

式中，s为开关切换面，其表达式为

$$s=\omega_{ref}-\omega \tag{10}$$

图5为动力系统结构的状态变化平面。x轴和y轴表示系统状态变量。因此，系统的状态是由状态面上的点表示的，可只取速度ω的正值，x轴的正向部分，而其导数值$d\omega/dt$可以是正值或负值，分别表示电动机的加速或减速。

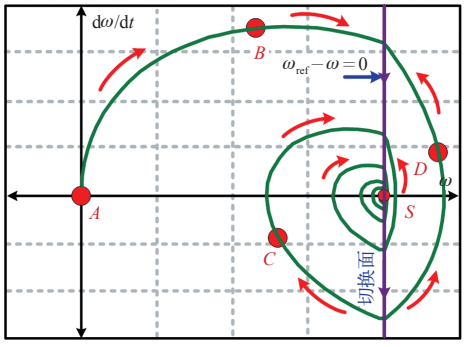


图5 数字控制的状态平面

在图5所示的开关线（$S=0$）呈现的是结构的变化，即从低状态D_L向高状态D_H切换，反之亦然。该系统初始点可在状态平面上的任何位置。红线代表无刷直流电动机驱动状态变量的运动轨迹。可以观察到，如果系统的初始点是在平面上的任何位置（任何A、B、C和D点），则系统最终要趋于一个稳定点S。综上可用图形方式证明，数字控制系统从其初始点到稳定点，系统逐渐趋于稳定。此外，它表明参考电压的稳态误差跟踪很小。

如前所述，根据式（4）所得$s(x)$及其一阶导数d($s(x)$)/dt的符号为负值，则该系统是Lyapunov稳定的。为获得$s(x)$的一阶导数，需要获得独立于当前的状态方程。默认状态函数如下

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}L=uV_{\mathrm{dc}}-k\omega-Ri\\ \dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}J=ki-B\omega\end{cases}\tag{11}$$

式中，L为电动机的相电感；V_{dc}为直流母线电压；k为反电动势常数；R为相电阻；J为机器的惯性；B为机器的摩擦系数。

两方程可以组合成二阶微分方程，给出无刷直流电动机系统数字控制的动力学方程为

$$\frac{\mathrm{d}^2\omega}{\mathrm{d}t^2}=-\left(\frac{BL+JR}{JL}\right)\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}-\left(\frac{BR+k^2}{JL}\right)\tag{12}$$

利用以下定义常数，可对式（6）所示动力学方程进行简化

$$\begin{cases}a_1=(BL+JR)/JL\\ a_2=(BR+k^2)/JL\\ b=(kV_{\mathrm{dc}})/JL\end{cases}\tag{13}$$

一个简化的微分方程可表示为如下的状态矩阵

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{pmatrix}\omega\\ \dot{\omega}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0 & 1\\ -a_2 & -a_1\end{pmatrix}\begin{pmatrix}\omega\\ \dot{\omega}\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}0\\ b\end{pmatrix}u\tag{14}$$

式中，变量x代表速度ω及其状态变量的一阶导数dω/dt。它可以用于获得剩余部分的Lyapunov稳定性准则，其中$s(x)$及其一阶导数为负定的。因此，开关切换面函数$s(x)$的一阶导数可定义为

$$\dot{s}=\frac{\partial s}{\partial x}\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}=-\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}\tag{15}$$

速度导数dω/dt可根据式（13）的积分获得，即

$$\dot{s}=\int\left(a_1\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}+a_2\omega-bu\right)\mathrm{d}t\tag{16}$$

该方程为

$$\dot{s}=a_1\omega+a_2\int\omega\mathrm{d}t-b\int u\mathrm{d}t\tag{17}$$

因此，如果切换面的符号是负的，则式（17）是正定的，为使系统获得稳定效果，可利用Lyapunov标准进行系统设计。因此，可得控制方程为

$$a_1\omega+a_2\int\omega\mathrm{d}t-b\int u\mathrm{d}t>0\tag{18}$$

通过对式（18）两边求导数可得

$$a_1\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}+a_2\omega>bD_{\mathrm{L}}\tag{19}$$

另一方面，如果切换面的标志是正的，则式（17）所得结果为负值，即

$$a_1\omega+a_2\int\omega\mathrm{d}t-b\int u\mathrm{d}t<0\tag{20}$$

通过对式（20）两边求导数可得

$$a_1\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}+a_2\omega<bD_{\mathrm{H}}\tag{21}$$

总之，无刷直流电动机系统的数字控制系统如果是稳定的，可利用Lyapunov标准通过式（22）选取预定义的D_{L}和D_{H}值，即

$$\begin{cases}\dfrac{a_1}{b}\dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}+\dfrac{a_2}{b}\omega>D_{\mathrm{L}}\\ \dfrac{a_1}{b}\dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}+\dfrac{a_2}{b}\omega<D_{\mathrm{H}}\end{cases}\tag{22}$$

对于无刷直流电动机系统的数字控制系统，存在使系统处于稳定区间的最大D_{L}值和最小D_{H}值，这取决于应用情况。

3 实验分析

这里构建实验装置，以实现所提出模型算法的仿真验证。实验装置如图6所示。有关参数如下表所示。逆变器采用IGBT模块建立，额定电流为50 A，额定电压600 V，具有6 kHz的开关频率。在现场可编程序门阵列（FPGA）控制器中产生门信号，并通过逆施密特电路实现信号的缓冲。对于机械负载，恒负载转矩由磁制动器提供。电流保护通过在直流母线上添加电流传感器实现。该传感器被用来检测直流母线电流，并保持其低于最

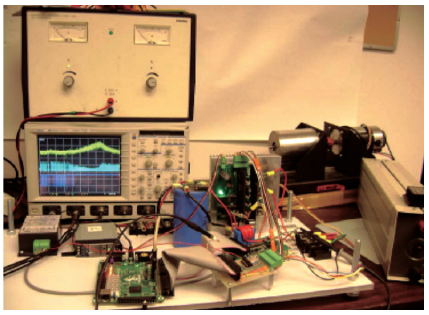


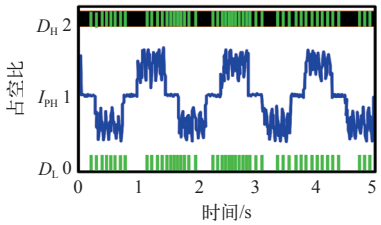
图6 实验线路

大值，以限制浪涌电流。如果直流母线电流的值超过预定值，则电流调节器发出一个信号，自动将占空比设置为零，以限制电流的实时值。

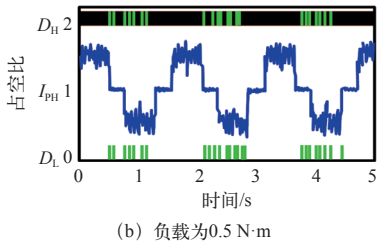
表　实验机参数

参数	单位	数值
端子电压	V	24
连续失速扭矩	N·m	7.56
额定转速	r/min	1.54
额定转矩	N·m	3 300
额定电流	A	1.33
额定功率	W	23
转矩灵敏度	N·m/A	459
反电动势	V/(kr/min)	0.065 3
终端电阻	Ω	6.83
终端电感	mH	0.069
电动机常数		0.2
转子转动惯量	g·cm^2	0.275

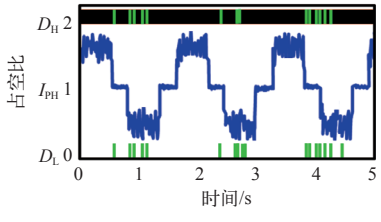
为验证所提出数字PWM控制的直流无刷电动机的稳定性，在不同的负载值下采用恒定速度进行测试，结果如图7所示。三种不同负载值应用电动机模式，负载大小分别为0.2 N·m、0.5 N·m和0.8 N·m。



（a）负载为0.2 N·m



（b）负载为0.5 N·m



（c）负载为0.8 N·m

图7　三种不同负载值占空比控制实验

根据图7可知，上述三种负载模式下，其高占空比D_H的选取概率要明显高于低占空比D_L的选取概率，同时可以看出，随着负载数值的增加，低占空比D_L的选取概率逐渐降低，主要原因在于负载增加会导致所需的电动机功率增加，表现在控制开关上便是控制开关开启的时间增加，因此表现在占空比指标上就是D_H的选取概率逐渐增加，而低占空比D_L的选取概率逐渐降低。

图8为转速突变的控制信号曲线。

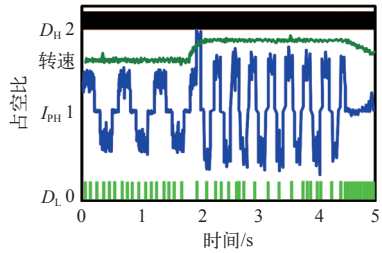


图8　转速突变的控制信号

根据图8可知，在转速增加过程中，高占空比D_H的选取概率要明显高于低占空比D_L的选取概率，D_L的选取概率几乎为零，表明此时电动机处于功率快速增加阶段，同时在转速增加稳定后，D_H的选取概率增加，而D_L的选取概率降低，表明转速增加导致负载的增加，电动机所需的功率增加。而在转速下降过程中，此阶段高占空比D_H的选取概率几乎为零，表明此时的电动机功率输出很小，上述实验验证了所提控制策略的有效性。

基于上述设定参数，给定无刷直流电动机的转速值设定为800 r/min，采用占空比脉宽稳定调制，验证本文控制算法的的负载转矩抗扰动性能。结果如图9所示。

根据图9可知，本文算法在负载转矩的扰动作用下可较为迅速地实现转速的稳定化控制，这体

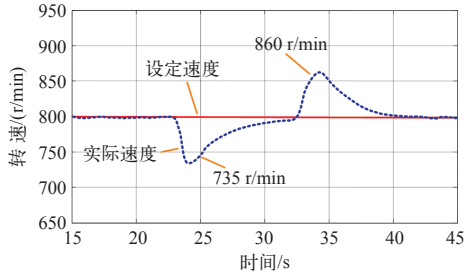


图9　负载阶跃响应

现了控制算法在负载转矩的扰动作用下较强的稳定控制能力。

4 结束语

本文提出基于Lyapunov方程的无刷直流电动机脉宽调制FPGA稳定控制策略，基于速度误差利用两个预定的PWM占空比变量实现对数字系统模型绝缘栅双极晶体管开关的控制，然后利用PWM方法构建无刷直流电动机调速的数字控制系统模型，并给出无刷直流电动机PWM占空比参数的上下限计算方法以及Lyapunov稳定分析方法，实验结果验证了所提控制策略的有效性。

所提策略能够很好地适用于新兴的应用领域，如小/微液压系统等，这些应用需要宽度范围和稳定性，也可应用在窄速范围内，如空调器、多速机、鼓风机和通风机等家用电器中，具有成本低、实现简单和鲁棒性强等优势。

参考文献

[1] 史婷娜，李聪，姜国凯，等．基于无模型预测控制的无刷直流电机换相转矩波动抑制策略 [J]．电工技术学报，2016，31 (15)：54-61.

[2] 王寅，张卓然，袁碗欣，等．双凸极无刷直流电机三相九状态控制策略研究 [J]．中国电机工程学报，2016，36 (10)：2808-2815.

[3] John Prabu M，Poongodi P，Premkumar K．Fuzzy supervised online coactive neuro-fuzzy inference system－based rotor position control of brushless DC motor [J]．IET Power Electronics，2016，9 (11)：2229-2239.

[4] Liu Kai，Fu Xinghe，Lin Mingyao，et al．AC copper losses analysis of the ironless brushless DC motor used in a flywheel energy storage system [J]．IEEE Transactions on Applied Superconductivity，2016，26 (7)：1-5.

[5] Tridibesh Nag，Subhendu Bikash Santra，Arunava Chatterjee，et al．Fuzzy logic－based loss minimisation scheme for brushless DC motor drive system [J]．IET Power Electronics，2016，9 (8)：1581-1589.

[6] Li Xinmin，Xia Changliang，Cao Yanfei，et al．Commutation torque ripple reduction strategy of Z-source inverter fed brushless DC motor [J]．IEEE Transactions on Power Electronics，2016，31 (11)：7677-7690.

[7] Bhim Singh，Rajan Kumar．Simple brushless DC motor drive for solar photovoltaic array fed water pumping system [J]．IET Power Electronics，2016，9 (7)：1487-1495.

[8] Zhou Yangzhong，Zhang Dengling，Chen Xudong，et al．Sensorless direct torque control for saliency permanent magnet brushless DC motors [J]．IEEE Transactions on Energy Conversion，2016，31 (2)：446-454.

[9] Bhim Singh，Rajan Kumar．Solar photovoltaic array fed water pump driven by brushless DC motor using Landsman converter [J]．IET Renewable Power Generation，2016，10 (4)：474-484.

[10] Ho Zu-sheng，Uang Chii-maw，Wang Ping-chieh．Extracting DC bus current information for optimal phase correction and current ripple in sensorless brushless DC motor drive [J]．Journal of Zhejiang University SCIENCE C，2014，15 (4)：312-320.

[11] Volokitina Y V，VlasovYu A I，OpalevO Y G，et al．Optimization of the magnetic system of a brushless DC motor with rare-earth permanent magnets [J]．Russian Electrical Engineering，2016，87 (6)：347-351.

[12] Liu X，Li M，Xu M．Kriging assisted on-line torque calculation for brushless DC motors used in electric vehicles [J]．International Journal of Automotive Technology，2016，7 (1)：153-164.

（收稿日期：2018－03－09）EA