

基于级联多电平逆变器的大功率异步电动机控制系统设计

针对大功率异步电动机的非线性、强耦合和多变量等特性,采用级联多电平逆变器结合自抗扰控制技术设计了一种大功率异步电动机直接转矩控制系统。利用载波移相脉宽调制方法获取级联多电平逆变器开关控制信号,以减少定子磁链和转矩的幅值脉动;通过速度控制器对负载扰动进行估计和补偿,以消除负载扰动引起的跟踪误差;基于自抗扰控制原理设计了速度控制器、转矩和磁链控制器;基于自适应控制原理设计了一种磁链观测器,用于定子磁链和转矩估计;最后,采用Matlab进行了仿真实验。仿真结果表明:基于级联多电平逆变器的大功率异步电动机直接转矩控制系统可以有效地消除负载、转速等参数突变对系统控制性能的影响,系统响应速度快、跟踪性能好以及具有较好的鲁棒性能。

苏良昱/许昌学院电气工程学院



苏良昱/助教

关键词/Keywords

级联多电平逆变器·
异步电动机·
自抗扰控制·
自适应观测器·
载波移相脉宽调制·

许多应用场合(如轧机、风机和机车牵引等)对大功率异步电动机的性能要求较高,尤其是调速性能(包括响应速度、跟踪误差等),然而广泛使用的两电平或三电平逆变器很难满足上述要求^[1-2]。与传统的逆变器结构相比,级联多电平逆变器可以通过改变自身功率单元的数目来调整输出电压,特别适合于大功率异步电动机的调速装置,而且级联多电平逆变器多采用简单、易于实现的载波移相脉宽调制方法^[3-4]。但是实际应用中经常采用直接转矩控制法,在级联多电平逆变器供电的大功率异步电动机控制系统中应用较少^[5]。结合载波移相脉宽调制技术如何实现直接转矩控制在级联多电平逆变器中的应用成为一个难

题。另外,由于异步电动机具有很强的非线性和时变性,其准确数学模型很难建立,传统的控制方法多依赖于准确的数学模型,因此很难获得较好的控制效果。为解决上述问题,本文将载波移相脉宽调制技术应用于级联多电平逆变器的控制,并结合自抗扰技术实现大功率异步电动机的直接转矩控制,同时介绍速度控制器、转矩和磁链控制器以及磁链观测器的设计算法,通过仿真实验验证所提控制策略的有效性。

级联多电平逆变器

1. 级联多电平逆变器主电路

级联多电平逆变器主电路如图1所示,该逆变器每相由3个功率单元串联组成;每个功率单元包括1个直流电源、2个电容器和1个单相三电平逆变器,具体结构如图2所示^[6]。

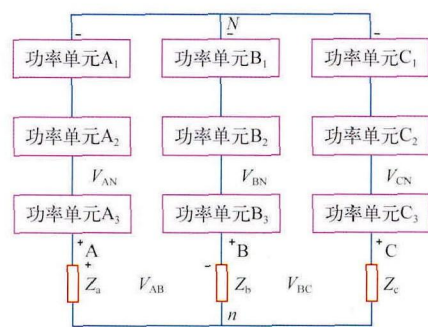


图1 级联多电平逆变器主电路

假设上述级联多电平逆变器输出电压为 V_{AN} ,其最大电平数为

$$k = 4n + 1 \quad (1)$$

式中, n 为每相功率单元数目。

定义级联多电平逆变器电压空间矢

许昌学院2015年度科研基金项目(2015073)。

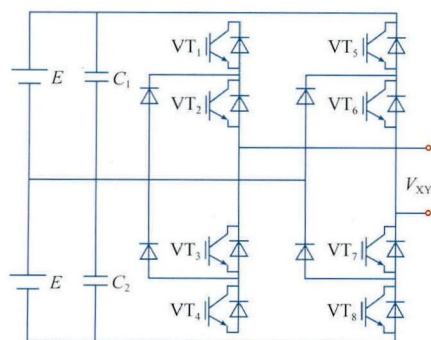


图2 功率单元电路

量为

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} \left(V_{AN} + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{BN} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} V_{CN} \right) \quad (2)$$

另外若在复平面中,电压空间矢量可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{V} = \mathbf{V}_\alpha + \mathbf{V}_\beta \\ V_\alpha = \frac{1}{3}(2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}) \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{BN} - V_{CN}) \end{cases} \quad (3)$$

图1和图2所示的级联多电平逆变器,经计算可知:该逆变器可以产生2 197个电压空间矢量,其中一些电压空间矢量可由不同的相电压产生,称之为相间冗余,可用于平衡各功率单元的负载。上述逆变器可产生的不同电压空间矢量总数为

$$q = 3k(k-1)+1 \quad (4)$$

由于采用逆变器给电动机供电,且逆变器的输出波形不是理想正弦波,导致电动机产生共模电压,可定义为

$$V_{cm} = \frac{V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}}{3} \quad (5)$$

共模电压越小,对电动机的影响越小,而共模电压随逆变器电平数增加而减小,因此可适当增加逆变器个数,以减小共模电压的影响。

2. 载波移相脉宽调制

大多数情况下,可以采用载波移相脉宽调制法进行级联多电平逆变器信号调理。具体过程如下:对于一个 n 电平三相逆变器,使用 $n-1$ 个幅值、频率相同而相位差为 $\frac{2\pi}{n-1}$ 的三角载波与调制波进行比较,生成 $n-1$ 组相对独立的PWM信号,用于驱动对应的功率单元;将各功率单元的输出信号叠加就会生成多电平PWM波形,每个功率单元

内的开关信号通过1个调制波和2个三角载波来实现。与其他调制方法相比,载波移相脉宽调制具有以下优点:

1) 由于逆变器的等效开关频率是器件开关频率的 $n-1$ 倍,所以可在不提高载波频率的条件下,减少输出电压的谐波。

2) 基于载波移相脉宽调制,各级功率单元输出电压的PWM波形基本一致,所以各功率单元之间不存在输出功率失衡的问题。

3) 各功率单元的载波与调制波呈现模块化结构,便于控制^[7]。

大功率异步电动机直接转矩控制

在静止 $\alpha-\beta$ 坐标系下,三相异步电动机的数学模型可表示为

$$\begin{cases} u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ \frac{d\psi_r}{dt} = j\omega_r \psi_r - R_r i_r \\ = \frac{p_n}{J}(T_e - T_L) = \frac{p_n}{J} \left[\frac{3}{2} p_n (i_{\beta s} \psi_{\alpha s} - i_{\alpha s} \psi_{\beta s}) - T_L \right] \end{cases} \quad (6)$$

式中, u_s 为定子电压; i_s 为定子电流; ψ_s 为定子磁链; R_s 为定子电阻; ψ_r 为转子磁链; R_r 为转子电阻; ω_r 为转子角速度; p_n 为电极对数, J 为电动机转动惯量, T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩。

第 k 个周期的定子磁链 $\psi_s(k)$ 可表示为

$$\psi_s(k) = [1 + F_\psi(k)] \psi_s(k-1) e^{j\Delta\theta(k)} \quad (7)$$

式中, $\Delta\theta(k)$ 为空间角度变化量; $F_\psi(k)$ 为幅值变化量。

基于递推原理,定子磁链变化量^[8]可表示为

$$\begin{aligned} \Delta\psi_s(k) &= \psi_s(k) - \psi_s(k-1) \\ &= \{[1 + F_\psi(k)]e^{j\Delta\theta(k)} - 1\} \psi_s(k-1) \end{aligned} \quad (8)$$

由式(6)和式(8)可得

$$u_s(k) = R_s i_s(k) + \frac{\Delta\psi_s(k)}{T_c} \quad (9)$$

基于级联多电平逆变器的大功率异步电动机直接转矩控制系统结构如图3所示。由图3可知,通过观测器可得定子磁链、转子磁链、实际电磁转矩和定子电流;通过磁链控制器可由磁链给定值 ψ_{sg} 和反馈值 ψ_s 得到定子磁链幅值变化量 F_ψ ;通

过速度控制器可由转速给定值 ω_{rg} 、反馈值 ω_r 以及电磁转矩 T_e 可得电磁转矩给定值 T_g ；通过转矩控制器可由电磁转矩给定值 T_g 和实际电磁转矩 T_e 得到定子磁链空间角度动态分量 $\Delta\theta_d$ ，结合静态分量 $\Delta\theta_s$ 可得定子磁链空间角度变化量 $\Delta\theta$ ；利用式(9)进行电压计算得到控制电压 u_s ，载波移相脉宽调制级联多电平逆变器开关信号用于大功率异步电动机控制。

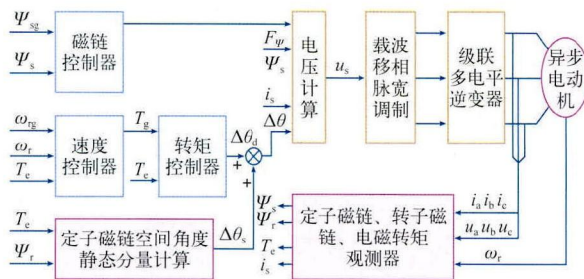


图3 大功率异步电机直接转矩控制系统结构

自抗扰控制器设计

1. 速度控制器

自抗扰速度控制器^[9-10]如图4所示，主要包括1个二阶扩张状态观测器和1个一阶非线性状态误差反馈器。

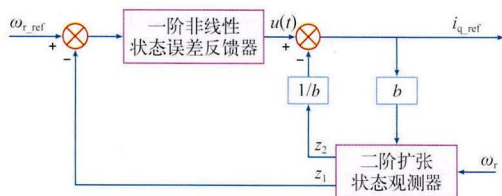


图4 自抗扰速度控制器

为便于设计，式(6)可修改为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p_n}{J} \left[\frac{3}{2} p_n (i_{\beta s} \Psi_{\alpha s} - i_{\alpha s} \Psi_{\beta s}) - T_L \right] = f + \xi u \quad (10)$$

式中， $f = -\frac{p_n}{J} T_L$ ； $\xi = \frac{p_n}{J}$ ； $u = T_e = \frac{3}{2} p_n (i_{\beta s} \Psi_{\alpha s} - i_{\alpha s} \Psi_{\beta s})$ 。

与上式相对应的二阶扩张状态观测器可设计为

$$\begin{cases} \frac{dz_1}{dt} = z_2 - \beta_1 \text{fun}(z_1 - \omega_r, g_1, d_1) + \xi u \\ \frac{dz_2}{dt} = -\beta_2 \text{fun}(z_1 - \omega_r, \frac{1}{2} g_1, d_1) \end{cases} \quad (11)$$

其中， $\text{fun}(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{x}{\delta^{1-\alpha}} & |x| \leq \delta \\ \text{sgn}(x)|x|^\alpha & |x| > \delta \end{cases}$ ，只要

设计合适的参数 β_1 、 β_2 、 g_1 和 d_1 ，上述二阶扩张状态观测器就能够较好地估计转速 ω_r 和负载扰动 f ，即满足

$$\begin{cases} z_1 \rightarrow \omega_r \\ z_2 \rightarrow f \end{cases} \quad (12)$$

综上所述，可以求得负载转矩估计值 $\hat{T}_L = -\frac{J}{p_n} z_2$ 。假设一阶非线性状态误差反馈值为

$$u(t) = \beta \text{fun}(\omega_{rg} - \omega_r, g_2, d_2) \quad (13)$$

同样控制量可定义为

$$T_g = u(t) - \frac{z_2}{\xi} \quad (14)$$

2. 转矩和磁链控制器

定子磁链空间角度变化量 $\Delta\theta$ 可表示为

$$\Delta\theta = \Delta\theta_d + \Delta\theta_s \quad (15)$$

式中， $\Delta\theta_d$ 为动态分量。

基于自抗扰控制基本原理^[11-12]得 $\Delta\theta_d$ 自抗扰控制器为

$$\Delta\theta_d = \beta_3 \text{fun}(T_g - T_e, g_3, d_3) \quad (16)$$

而静态分量 $\Delta\theta_s$ 可表示为

$$\Delta\theta_s = (\omega_r + \omega_s) T_c = \left(\omega_r + \frac{3T_e R_r}{3p_n \Psi_r^2} \right) T_c \quad (17)$$

理论上，上述静态分量 $\Delta\theta_s$ 可作为前馈补偿相，具有提高动态响应速度的作用。

同理，定子磁链变化量 F_Ψ 自抗扰控制器可设计为

$$F_\Psi = \beta_4 \text{fun}(\Psi_{sg} - \Psi_s, g_4, d_4) \quad (18)$$

3. 磁链观测器

为提高系统的稳定性和准确度，本文基于自适应控制规律设计了一种定子磁链观测器^[13]用于估计定子磁链。在两相静止 $\alpha-\beta$ 坐标系下，异步电动机的磁链状态方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} u_s = Ax + Bu_s \\ \dot{i}_s = Cx \end{cases} \quad (19)$$

式中， $\Psi_s = [\Psi_{\alpha s} \ \Psi_{\beta s}]^T$ ； $\Psi_r = [\Psi_{\alpha r} \ \Psi_{\beta r}]^T$ ； $x = \begin{pmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} = [\Psi_{\alpha s} \ \Psi_{\beta s} \ \Psi_{\alpha r} \ \Psi_{\beta r}]^T$ ； $u_s = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s}]^T$ ； $i_s = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$ ； $A_{11} = -aR_s L_r I$ ； $A_{12} = aR_s L_m I$ ； $A_{21} = aR_r L_m I$ ； $A_{22} = -aR_r L_s I + \omega_s J$ ； $B_1 = \frac{1}{\alpha L_s} I$ ； $C = a \begin{pmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \end{pmatrix}$ ；

$a = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}$; $I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$; $J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$; L_s 和 L_r 分别为定子和转子自感; L_m 为定子和转子之间的互感。

异步电动机磁链观测器可设计为

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (20)$$

式中, G 为增益矩阵, 可表示为 $G = \begin{pmatrix} g_1 & -g_2 & g_3 & -g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{pmatrix}^T$,

其中 $g_1 = (k^2 - 1)R_s$; $g_2 = 0$; $g_3 = (L_s R_r + R_s L_r k^2 - k R_s L_r - k L_s R_r)/L_m$; $g_4 = (k - 1)\omega_r / a L_m$ 。

根据磁链观测器得到的磁链分量, 可以得出定子磁链幅值和电磁转矩

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\hat{\psi}_{\alpha s}^2 + \hat{\psi}_{\beta s}^2} \\ T_e = \frac{3}{2} p_n (\hat{\psi}_{\alpha s} i_{\beta s} - \hat{\psi}_{\beta s} i_{\alpha s}) \end{cases} \quad (21)$$

仿真分析

为验证上述方法和控制器的有效性, 本文基于Matlab进行了相关的仿真实验。异步电动机参数如表1所示, 控制器参数如表2所示。

表1 异步电动机参数

参数	P_N / kW	U_N / V	$n_N / (\text{r/min})$	$T_N / \text{N} \cdot \text{m}$	R_s / Ω
数值	880	6 600	990	8 489	0.156
	$J / \text{kg} \cdot \text{m}^2$	R_r / Ω	L_m / mH	L_r / mH	L_s / mH
15	0.164	96.01	98.976	100.481	3

表2 控制器参数

参数	β_1	β_2	g_1	g_2	d_1	d_2	β
数值	20 000	300 000	0.99	0.9	0.01	0.01	1 800
	β_3	g_3	d_3	$T_e / \mu\text{s}$	β_4	g_4	d_4
0.000 01	0.9	0.01	100	0.01	0.9	0.01	1.2

在电动机空载的情况下, 系统转速响应曲线和相电压响应曲线如图5所示。由仿真结果可知: 转速稳定无偏差, 而且没有出现超调现象; 逆变器相电压谐波含量较少。

在电动机转速突变的情况下, 系统转速响应曲线和转矩响应曲线如图6所示。由仿真结果可知: 当电动机转速发生变化时, 系统可以在0.1 s时间内实现转速跟踪而且响应曲线比较平滑; 自抗

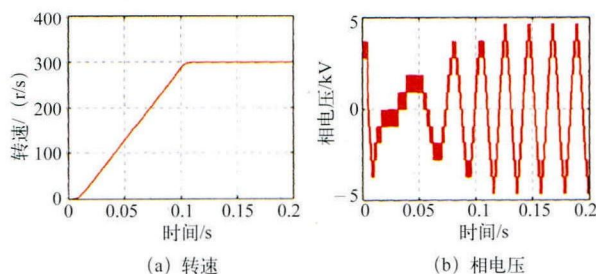


图5 电动机空载时转速、相电压响应曲线

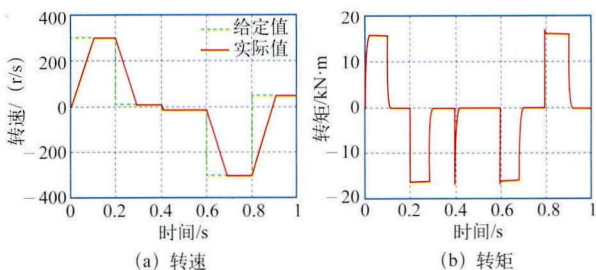


图6 转速突变时转速、转矩响应曲线

扰转矩控制器可以消除转速变化对转矩的影响。

在电动机负载突变的情况下, 系统转速响应曲线和负载转矩响应曲线如图7所示。由仿真结果可知: 当电动机负载转矩发生变化时, 系统可以在0.05 s时间内实现负载转矩跟踪; 自抗扰速度控制器可以消除负载变化对转速的影响, 转速稳态偏差比较小。

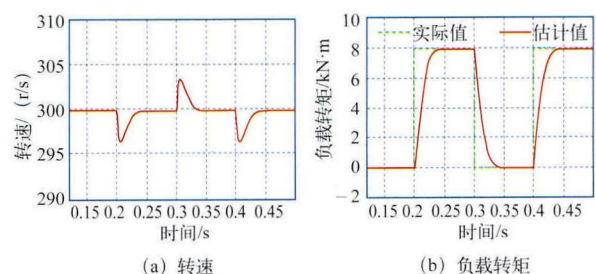


图7 负载突变时转速、负载转矩响应曲线

综上所述, 采用自抗扰控制器, 基于级联多电平逆变器的大功率异步电动机直接转矩控制系统可以有效地消除负载、转速等参数突变对系统控制性能的影响, 系统响应速度快、跟踪性能好且具有较好的鲁棒性能。

结束语

本文针对大功率异步电动机控制过程中存在的非线性、强耦合和调速性能差等问题进行了相

关研究,设计了一种基于级联多电平逆变器的大功率异步电动机控制系统,通过仿真实验表明:基于载波移相脉宽调制方法可以减小转矩和定子磁链的幅值脉动;磁链观测器能够比较准确地估计电动机转矩和定子磁链;采用自抗扰控制技术,可以有效地消除负载、转速等参数突变对系统控制性能的影响,系统响应速度快、跟踪性能好且具有较好的鲁棒性能。本文所述方法和控制策略对高压大功率异步电动机调速控制具有一定的借鉴意义。

参考文献

- [1] Malinowski M, Gopakumar K, Rodriguez J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (7): 2197-2206.
- [2] Gupta A K, Khambadkone A M. A space vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded multilevel inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (5): 2672-2681.
- [3] Rodriguez J, Pontt J, Kouro S, et al. Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (4): 827-833.
- [4] 王毅,石新春,李和明,等.级联型多电平逆变器的新型直接转矩控制[J].中国电机工程学报, 2005, 25 (22): 83-87.
- [5] Perez M A, Cortes P, Rodriguez J. Predictive control algorithm technique for multilevel asymmetric cascaded H-bridge inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (12): 4354-4361.
- [6] 孙宜峰,阮新波.级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略[J].中国电机工程学报, 2006, 26 (4): 126-133.
- [7] 刘庆丰,王华民,刘丁.级联型多电平逆变器中的谐波控制[J].电工技术学报, 2006, 21 (10): 38-43.
- [8] Sun B, Gao Z. A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1-kW H-bridge DC-DC power converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (5): 1271-1277.
- [9] 邓文浪,令狐文娟,朱建林.应用自抗扰控制器的双级矩阵变换器闭环控制[J].中国电机工程学报, 2008, 28 (12): 13-19.
- [10] Su Y, Zheng C, Duan B. Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52 (3): 814-823.
- [11] 任一峰,刘刚,赵敏.自抗扰技术在异步电机 DTC 系统中的应用[J].电气传动, 2009, 39 (6): 15-18.
- [12] 奚国华,高宏洋,许为,等.定子磁链全阶观测器增益矩阵的确定方法[J].中南大学学报:自然科学版, 2008, 39 (4): 793-798.
- [13] Mohamed Y. Design and implementation of a robust current control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (4): 1981-1988.

(收稿日期:2015-01-13) **EA**

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告