

通用变频调速系统 若干关键技术综述

Survey of Some Key Technologies in General Purpose V/F Control System

(哈尔滨工业大学电气工程系) 于 泳 熊文凯 徐殿国



徐殿国 (1960—)

男，黑龙江大庆人，教授，博士生导师。研究方向为电力电子技术及应用、照明电子技术、电力传动自动化系统、信息网络家电及智能控制系统、电网品质管理、交流伺服控制系统等。

摘要：本文介绍了通用变频调速系统应用和研究的发展现状，针对通用变频调速系统中低速性能问题，对死区补偿方法、低速转矩提升方法、滑差频率补偿方法、能量回馈控制方法、振荡抑制方法几个方面作了综合阐述，并详细分析了现有的各种解决方案的优缺点。

关键词：恒压频比控制；死区补偿；转矩提升；滑差补偿；能量回馈；振荡抑制

Abstract: Development status about the application and research of V/F control system is introduced in this paper. Focusing on the low speed performance of general purpose V/F control system, some key technologies such as dead time compensation method, low speed torque boost method, slip frequency compensation method, energy feedback; control method and oscillation suppressing method are reviewed. The advantages and disadvantages of various solutions are analyzed in detail.

Key Words: V/F control; dead time compensation; torque compensation; slip frequency compensation; energy feedback; oscillation suppression

1 引言

恒压频比控制模式 (V/F) 的通用变频调速系统已经有数十年的历史，其基本原理也已为大家所熟知^[1]。近年来，随着电力电子器件和PWM控制技术的发展，通用变频调速系统得到了广泛应用^[2-4]。目前，大部分的变频调速系统都采用这样一种模式^[5]，尤其在风机、水泵等调速性能要求不高的应用场合。

1971年，德国西门子公司的工程师Felix Blaschke提出了矢量控制理论^[6]，几乎所有的研究者都将目光投向了这方面，而很少关注通用变频调速技术的发展。与矢量控制的变频调速控制技术相比，通用变频器调速技术具有不依赖电机参数，不需要速度传感器，控制方法简单、容易实现等优点。如果能对其部分性能进行改善，尤其是低速性能^[7]和稳定性，该技术还是很有市场竞争力的。为提高通用变频调速系统的性能，各国学者和技术人员进行了很多方面的研究，提出了很多的改进方案，也发表了很多研究论文、会议报告和综述。对这些文献进行仔细分析后，笔者筛选出几项受到广泛关注的关键技术。主要是死区补偿技术和低速转矩提升技术。

下面分别介绍这两方面的技术，分析现有的各种解决方案的优点和存在的问题，从而对进一步发展提出建议。此外，对于提高通用变频调速系统稳定性的其他相关技术，本文也将进行简要的介绍。

2 死区补偿技术

2.1 PWM逆变器死区效应分析

电压脉宽调制 (PWM) 类型的变频器广泛应用于各种电机控制场合。为了防止逆变器同一桥臂上下两个功率器件直通损坏逆变器，需要人为的在控制信号中加入死区时间，在死区时间内两个器件均截止。通常称这种人为加入的死区时间为控制

死区时间。此外，逆变器工作时，开关时间存在延迟，并且关断时间通常延迟更长。对于确定的开关器件，固有的开通和关断时间内器件是不可控的，通常称这种死区时间为关断死区时间。这两类死区时间都导致实际获得的电压值与指令值之间存在差异，如图1所示^[8]。下面统称为死区时间。

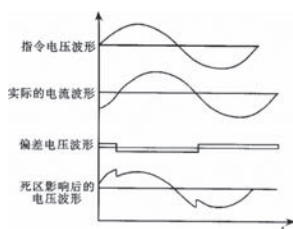


图1 死区效应波形图

在死区时间内，上下桥臂的功率器件都处于阻断状态，因此该桥臂的输出电压处于失控状态。这将造成实际输出定子电压与指令电压之间存在偏差。相同载波下，低频时一个周期内开关次数更多，并且低频时输出电压较低，死区效应更为严重。最直接的，它降低了系统的输出电压能力，并且会出现相位偏差。在V/F控制的变频调速系统中，这可能导致电机在低频时无法启动。此外，死区将增加电流的谐波成份，引起转矩脉动，同时也使系统振荡频率范围增大，轻载时系统可能无法正常工作。

2.2 死区补偿策略

为了克服死区的影响，需要补偿死区造成的电压损失，即补偿一个与偏差电压幅值相同，相位同步的方波电压。现有的死区补偿方法可以分为电压反馈型和电流反馈型两类。

2.2.1 电压反馈型

该方法的补偿原理很简单，即直接检测PWM逆变器的实际输出电压，并与指令电压作比较，将其差值作为补偿量加到指令电压上作为新的指令^[9]。对于输出电压而言，该方法具有准闭环控制的思想，原则上能够消除死区时间引起的电压偏差，且不受负载电流变化的影响，具有较好的补偿效果。

该方法最大的缺点是结构过于复杂，不仅需要复杂的电压检测电路，而且要求检测电路的精度足够高，且没有时间滞后，才能达到满意的补偿效果，因而在实际应用中受到限制。

2.2.2 电流反馈型

由文献^[10]可知：相电流 $i > 0$ 时，实际输出相电压比指令电压宽 $(t_{\text{off}} - t_{\text{on}})$ ；相电流 $i < 0$ 时，输出相电压比指令电压宽 $(2t_d + t_{\text{on}} - t_{\text{off}})$ 。根据伏秒平衡原理可以转换成对应的相电压补偿量，由式(1)给出

$$\begin{aligned} V_{\text{comp}} &= (t_{\text{on}} - t_{\text{off}})E/2T & \text{当 } i > 0 \text{ 时} \\ V_{\text{comp}} &= (t_{\text{off}} - 2t_d - t_{\text{on}})E/2T & \text{当 } i < 0 \text{ 时} \end{aligned} \quad (1)$$

其中： t_{on} 、 t_{off} 分别为功率开关器件的开通时间和关断时间； t_d 为死区时间； E 为直流母线电压； T 为载波周期。

因此，对于相电流大于零和小于零的情况，需要对相应相电压做不同的补偿。如何确定相电流的过零点是一个难点，也是多种算法的分歧所在。

文献^[11]直接根据检测的相电流方向进行电压补偿。由于不可避免的会检测到电流中的噪声，使得过零点检测难以精确。如果加以滤波又会引起相位延迟，不能及时检测出过零点。因此，这种方法的补偿效果不理想。

文献^[12]用功率因数角确定电流过零点。由图2相电压与电流的关系可知，在电压相位已知的情况下，只要知道负载功率因数角就能确定电流的过零点。对功率因数角的确定有硬件检测和软件实现两种方法，但各有不足。采用硬件电路检测的方法需要额外的硬件电路，使系统复杂化。如果用软件方法，功率因数角难以精确确定，当频率变化时，补偿误差较大。

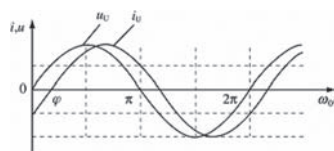


图2 相电压与电流的关系图

近年来，很多学者采用电流矢量分解补偿方法^{[10][13-14]}，取得了较好的效果。通过矢量分解，能够把三相静止坐标系下电流分解成两相旋转坐标系下电流，从而由交流量变换成直流量，便于观测与控制。

由三相静止坐标系变换到两相静止坐标系下方程为：

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2)$$

由两相静止坐标变换到两相旋转坐标为：

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

再根据，可得出 i_d 、 i_q 和 i_A 、 i_B 、 i_C 之间的关系如图3所示。

为旋转角度。 i_d 和 i_q 的初始角度可为任意，不妨取d轴和电压矢量初始角度相同。经过时间 t ，d-q坐标系旋转角度 $\theta = \omega t$ ，可根据当前的电流 i_A 、 i_B 和 i_C ，计算出d-q坐标系下电流 i_d 和 i_q ，从而得到电流矢量 i_s ，假设它与d坐标夹角为 φ ，则当前电流矢量角度为 $(\theta + \varphi)$ 。

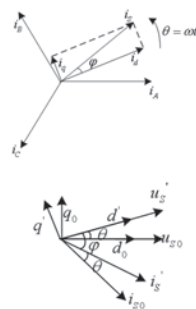


图3 电流矢量与角度关系

根据电流矢量可确定对应相电流方向从而对死区进行补偿。

该方法分解得到的d-q电流理论上应为直流量，因此不用

考虑延迟问题，可以对其低通滤波，以克服检测电流的噪声影响。但由于电流采样率很高，而截止频率需要非常低，因此低通滤波器设计存在难度，需要较高的阶次才能获得较好效果，这将增加系统的运算量与存储空间。若能改善滤波环节，该方法还是非常实用的。

3 低速转矩提升技术

V/F控制的变频调速系统，由于定子电阻的分压作用，在低频段会使磁通减小，从而使电机输出转矩降低，带负载能力变差。为提升低速转矩，改善低频带负载能力，必须进行定子电压补偿。通常有两种补偿定子电阻压降的方法：矢量补偿和标量补偿^[15]。

3.1 矢量补偿^[16]

矢量补偿是按照电机输入电压和输入电流之间的三角关系来计算定子电压给定值的，从幅值和相角两方面来修正定子电压。由文献[7]可知，其具体思路如下：

由图4易得反电势的表达式由式(4)给出：

$$E_1^2 = V_1^2 + (I_1 R_1)^2 - 2V_1(I_1 R_1) \cos \phi \quad (4)$$

设 V_{s0} 为 E_1 在额定频率 f_0 时的值，则任意频率 f_1 时，为保持气隙磁通恒定，所需要的反电势值为 $V_{s0}(f_1/f_0)$ ，将该量代入到式(4)中可得

$$V_1 = I_1 R_1 \cos \phi + \sqrt{\left(\frac{V_{s0} f_1}{f_0}\right)^2 - (I_1 R_1)^2 (\sin \phi)^2} \quad (5)$$

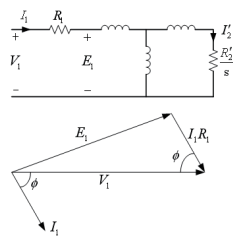


图4 感应电机稳态等效电路和向量关系图

为得到式(5)，必须知道定子电流的有效值 I_1 、 $\sin \phi$ 和 $\cos \phi$ 。其中 I_1 可由下式得到：

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3} \sqrt{i_{a1}^2 + i_{b1}^2 + i_{c1}^2}} \quad (6)$$

而 $\sin \phi$ 和 $\cos \phi$ 要通过求取复向量实部的办法得到^[17]。首先，将定子电流用复值形式表达如下：

$$i_1 = i_{a1} + \alpha^2 i_{b1} + \alpha i_{c1} \quad (7)$$

其中 $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 。在同步旋转坐标系中表示定子电流为：

$$i_1^e = \frac{3\hat{I}}{2} e^{j\phi} = \frac{3}{\sqrt{2}} I_1 (\cos \phi + j \sin \phi) \quad (8)$$

由三角函数关系和式(5)的表达式可知，只需求得式(8)的实部即可。定子电流的实部由式(9)给出：

$$\text{Re}(i_1^e) = I_{1(\text{Re})} = \sqrt{3} (i_{a1} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) - i_{a1} \sin(\omega t)) \quad (9)$$

将式(6)(8)(9)代入到式(5)中即可得到新的定子电压给定值如下：

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} I_{1(\text{Re})} \cdot R_1 + \sqrt{\left(\frac{V_{s0} f_1}{f_0}\right)^2 + \frac{2}{9} (I_{1(\text{Re})} \cdot R_1)^2 - (I_1 R_1)^2} \quad (10)$$

用该值去控制PWM发生信号，即可补偿定子电阻压降。

矢量补偿虽然准确，但是定子电流矢量 $\dot{I}_1$ 和定子电压矢量 $\dot{V}_1$ 之间的夹角不易获得，且计算复杂，实现比较困难。

3.2 标量补偿^[18]

标量补偿只修正定子电压矢量 $\dot{V}_1$ 的幅值，即 $V_1 = E_1^* + V_b$ ，式中： E_1^* 是定子反电势的给定值，由频率给定值 f_1 和压频比 V/f 相乘产生； V_b 是电压幅值的补偿量。通常取 $V_b = I_1 R_1$ ，但工程实践表明这种补偿方法容易导致磁通 Φ_m 饱和，电流增大，而电机的带负载能力没有明显提高，尤其当负载突降时，定子磁路饱和现象更明显，所以这种标量补偿策略容易导致过补偿；当取 $V_b = i_{1q} R_1$ 时，其中 i_{1q} 是定子电流解耦后的转矩电流。此种方法能明显提高电机的带负载能力，但需要进行转子磁链定向来实现电流的解耦，对电机参数敏感，且计算量大。

针对该方法存在的问题，现在有研究人员对其进行了改进，提出了自动转矩提升方案。其思路如下：根据压频比 V/f 和当前运行频率 f_1 产生参考输出电压 E_1^* ；采样变频器输出端电流 i_u 和 i_w 的幅值和相位；产生电压幅值的补偿量 V_b ；将参考输出电压 E_1^* 与电压幅值补偿量 V_b 叠加得到提升后的电压 V_1 ；利用提升后的电压控制空间矢量脉宽调制波相位；由上述脉宽调制波控制所述变频器。其特征是，产生电压幅值补偿量 V_b 包括以下步骤：在电压定向坐标系中，分解上述检测到的电流 i_u 和 i_w 的幅值和相位，得到直轴、交轴分量；将直轴分量和交轴分量低通滤波后得到有功电流分量 i_d ；将所述有功电流分量乘以电机定子电阻 R_1 得到电压幅值补偿量 $V_b = i_d R_1$ 。该方法流程图如图5所示。笔者曾将此方法用于通用变频器产品中，实践表明该方法能比较有效地对定子电阻压降进行补偿。

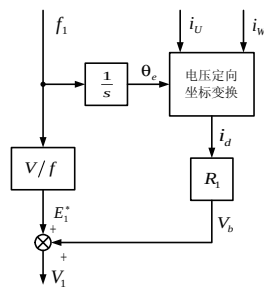


图5 变频器自动转矩提升方法流程图

4 滑差补偿技术

当输入电压频率较高时，异步电机的滑差比较小，而当电

机输入电压频率较低时,其滑差较大,对滑差频率的补偿特别是在低频运行时非常有意义^[7]。

最直接的滑差补偿方法是根据电流或转矩计算值自动增加或减少给定频率,以达到补偿速降的目的。但是补偿数值的计算依赖于电流值和电机的计算参数,如电阻和电感值等等,而这些参数特别是电阻值随温度变化的范围很大,甚至达到100%以上,所以这种补偿具有稳定性差的缺点。

目前较为有效的滑差补偿方法是基于转子磁场定向控制的思想的补偿方法^[19]。即根据励磁电流和转矩电流的不同作用,采用一种近似的补偿方法。

根据转子磁场定向的原理,电机的滑差角频率可以表示如下

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_2 \Psi_2} i_{sT} \quad (11)$$

在保持电机转子磁链 Ψ_2 恒定的前提下,定子电流的力矩分量 i_{sT} 反映出电机滑差角频率 ω_s 的大小。 V/f 协调控制的出发点是基本保持气隙磁通 Ψ_m 恒定,而转子磁通可以由气隙磁通直接推导得到。因此,可认为只要保持气隙磁通恒定,转子磁通可基本视为恒定,定子电流的力矩分量也近似反应出电机滑差频率的大小,可以依据它进行补偿。

由于定子电流的力矩分量不能通过测量直接得到,通常我们近似地认为电机的空载电流为电机的励磁电流,且在运转过程中变化不大,这样转矩电流分量可以计算近似得到。

由电机铭牌数据可知

$$\omega_{se} = \frac{L_m}{T_2 \Psi_2} I_{Te} = K I \quad (12)$$

其中, ω_{se} 为额定滑差角频率, I_{Te} 为额定转矩电流。

若测得实际电流为 I ,则实际转矩电流为

$$I_T = \sqrt{I^2 - I_{Me}^2} \quad (13)$$

其中, I_{Me} 为额定励磁电流。

于是滑差角频率为

$$\omega_s = K_{os} I_T \quad (14)$$

由此进行滑差补偿。

5 能量回馈技术

通过有源逆变的方法将再生能量及时高效的回馈到电网里,则既节能降耗,又可解决泵升电压的问题,拓宽通用变频器应用范围。目前比较常用的能量回馈方法有两种。

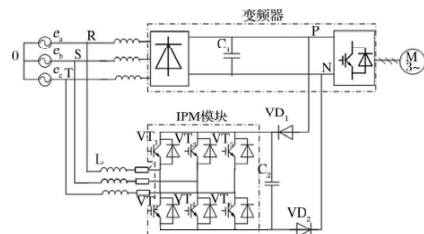


图6 并联模式能量回馈系统电路图

第一种方法是在通用变频器两端并联能量回馈单元^[20],

如图6所示。当电机运行于再生发电状态时,逆变器开关管VT1~VT6全被封锁,处于关断状态;当电动机处于再生发电状态时,能量由电机侧回馈直流侧,导致直流母线电压升高。当直流母线电压超过电网电压峰值时,整流桥由于承受反压而关断;当直流母线电压继续升高并超过启动逆变器工作电压VDLH时,逆变器开始工作,将能量从直流侧回馈电网。当直流母线电压下降到关闭逆变器工作电压VDLL时,关闭逆变器。

第二种方法是基于DSP的新型双PWM变频调速系统实现再生能量的回馈控制方法,如图7所示^[21]。当电机运行于再生发电状态时,能量由三相交流电网经PWM整流桥和PWM逆变桥向电动机供电。整流桥处于整流状态时,PWM逆变桥处于逆变状态;当电动机处于再生发电状态时,此时交流电动机的再生能量经逆变器向中间直流环节的储能电容 C_d 充电。电容器两端电压升高,整流桥的IGBT在PWM控制下,馈入电网的电流为与电网电压同频反相位的正弦波,使系统功率因数约等于1。 C_d 对交流电源输入电路的漏抗所产生的无功电流亦能起到补偿作用。

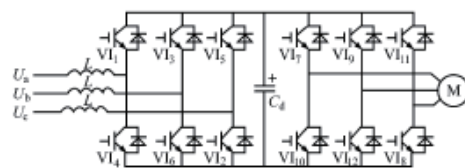


图7 双PWM能量回馈系统电路图

6 其他值得注意的问题

除上述关键技术外,抑制系统振荡,提高通用变频器调速系统稳定性的相关技术也很有研究价值,并值得重视。由于通用变频调速系统多采用开环控制,正常工作负载范围也可能产生转矩脉动,引起较大的机械振荡影响系统的稳定性,缩短电机和其他电气设备的使用寿命^[22-25]。

导致系统不稳定的原因很多,大致包括如下几方面:逆变器死区效应将导致定子电流畸变,使电机转速出现波动^[26-27];直流母线电压波动;电机的运行状态(空载、轻载严重)^[28];电机参数波动^[29]等。根据振荡产生的原因,各国学者进行了各种尝试,同时也提出了许多好的控制技术。

文献^[28]从控制输入电流的有功功率出发,提出一种动态频率补偿方法,来控制定子电压矢量的相角,以提高系统空载和轻载时的稳定性。但是该方法受定子电流滤波和调节周期的影响较大。

有学者通过对输出电流或者输出电流中的有功电流进行微分负反馈调节,调节输出电压的频率,进而实现对转矩的控制,保证转矩的稳定,但是实际操作中发现参数调节比较困难,并且容易在输出电流中引入较多谐波。

有学者认为,PWM类型电机驱动由于有逆变器开关操作不可避免的包含发电状态,发电状态的存在是不稳定现象的主要原因,它造成了逆变器电源的不平稳,这种不稳定最终导致电机振荡。因而,提出了基于稳定无功电流分量的反馈控制方法,有比较好的效果。

有的方案则借鉴了矢量控制的思想,对转差频率进行控

制,但是这种方法对电机参数依赖,而且矢量计算复杂,不适用于通用变频器。

参考文献

[1] A. Abbondanti, Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies, in Proc. IEEE-IAS Int. Semi-Annual Power Conversion Conf., 1977, pp. 177~184.

[2] R. A. Hamilton and G. R. Lezan, Thyristor adjustable frequency power supplies for hot strip mill run-out tables, IEEE Trans. Ind. Gen. Applicat., Vol. IGA-3, pp. 168~175, Mar./Apr. 1967.

[3] W. Slabiak and L. Lawson, Precise control of a three-phase squirrelcage induction motor using a practical cyclconverter, IEEE Trans. Ind. Gen. Applicat., Vol. IGA-2, pp. 274~280, July/Aug. 1966.

[4] W. Shepherd and J. Stanway, An experimental closed-loop variable speed drive incorporating a thyristor driven induction motor, IEEE Trans. Ind. Gen. Applicat., Vol. IGA-3, pp. 559~565, Nov./Dec. 1967.

[5] B. K. Bose, Ed., Power Electronics and Variable Frequency Drives. New York: IEEE Press, 1996.

[6] 陈伯时. 高动态性能交流调速系统的发展与演变按转子磁链定向的矢量控制系统. 电力电子, 2004, 2 (1): 33~36.

[7] Alfredo Munoz-Garc' a, Thomas A. Lipo, Donald W. Novotny. A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds. IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 34, NO. 4, 813~821, 1998.

[8] 孙向东, 钟彦儒, 段龙. 基于定子电压矢量定向的死区补偿方法在通用型变频调速器中的应用. 电气传动自动化, 2003, 25 (2): 1~2.

[9] 郑志波, 刘开培, 陈华, 陈勇强. 变频器逆变单元控制死区时间的补偿. 电气传动, 2005, 35 (11): 24~28.

[10] 郑伟, 季筱隆, 刘玮, 苏彦民, 陈昆鸿. 一种基于电流矢量的死区时间补偿方案. 电气传动, 2005, 35 (4): 34~36.

[11] 窦汝振, 刘钧, 温旭辉, 等. SVPWM控制逆变器死区补偿方法的研究. 电力电子技术, 2004, 38(6): 59~61.

[12] 徐德丰, 韩中林, 洪雷. PWM控制方式下死区对变频器性能的影响分析. 低压电器, 2004, 12: 53~57.

[13] Hyun-Soo Kim, Kyeong-Hwa Kim, Myung-Joong Youn. On-Line Dead-Time Compensation Method Based on Time Delay Control. IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, 2003, 11(2): 279~285.

[14] Qingbo Hu, Haibing Hu, Zhengyu Lu, et al. A Novel Method for Dead-Time Compensation Based on

SVPWM[J]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, 2005, 3: 1867~1870.

[15] 罗慧, 王庆义, 尹泉, 万淑芸. 基于电流解耦的异步电机V/F控制补偿方法. 华中科技大学学报(自然科学版), 2007, 35 (10): 60~63.

[16] A. Abbondanti. Flux control system for controlled induction motors. U.S. Patent 3909687, 1975.

[17] D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives. Oxford, U.K.: Clarendon, 1996.

[18] T. C. Green and B. W. Williams. Control of induction motor using phase current feedback derived from the DC link. in Proc. EPE' 89, 1989, Vol. III, pp. 1391~1396.

[19] 沈安文. 基于补偿策略的通用变频器高性能控制方法研究. 电气传动, 2007, 37 (1): 16~18.

[20] 吴延华, 焦维军. 变频调速中能量回馈控制系统的研究. 矿山机械, 2007, 35 (6): 95~96.

[21] 张忠贤. 变频调速能量回馈控制技术的研究. 工矿自动化, 2007 (2): 17~20.

[22] KOGA K, UEDA R, SONODA T. Stability problem in induction motor drive system. IEEE Proc Applications, 1988, 135: 129~136.

[23] UEDA R, SONODA T, TAKATA S. Experimental results and their simplified analysis on instability problem in PWM inverter induction motor drives. IEEE Trans on Industrial Applications, 1989, 25(1): 86~95.

[24] UEDA R, SONODA T, KOGA K, et al. Stability analysis in induction motor driven by V/f controlled general-purpose inverter. IEEE Trans on Industrial Applications, 1992, 28(2): 472~481.

[25] MUTOH N, UEDA R, SAKAIK, et al. Stabilizing control method for suppressing oscillations of induction motors driven by PWM inverters. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1990, 37(1): 48~56.

[26] MURA I Y, WATANABE T, IWASAKI H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times. IEEE Trans on Industrial Application, 1987, 23 (5): 881~886.

[27] LEGGATE D, KERKMAN R. Pulse based dead time compensator for PWM voltage inverters. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1997, 44 (2): 191~197.

[28] 王庆义, 尹泉, 赵金, 万淑芸. 一种改变VVVF变频调速系统稳定性方法. 电机与控制学报, 2007, 11 (2): 138~142.

[29] 牛西泽, 邱家俊. 异步电动机电磁参数引起的失稳振荡的分析. 振动工程学报, 2001, 14 (4): 373~377.