

# 无电解电容变频器的母线电压振荡抑制研究

杨逸帆<sup>1</sup>, 尹晗<sup>2</sup>, 陆治冶<sup>3</sup>, 于雪莹<sup>3</sup>

(1. 航天规划设计集团有限公司, 北京 100162;

2. 沈阳航天三菱汽车发动机制造有限公司, 辽宁 沈阳 110179;

3. 东北农业大学 电气与信息学院, 黑龙江 哈尔滨 150030)

**摘要:**针对传统电解电容变频器体积大、使用寿命短的问题,采用薄膜电容代替电解电容构成无电解电容交-直-交结构的变频器。针对无电解电容变频器V/F运行在低频过程中母线电压振荡的问题,首先根据感应电机的等效电路模型分析不同工作模式下的母线电压纹波和谐振特性,采用劳斯稳定判据分析无电解电容驱动系统的稳定条件;其次根据无电解电容驱动系统的数学模型,分析振荡过程中母线电压和定子无功电流的关系;最后提出基于定子电压定向的无功电流反馈控制策略抑制母线电压振荡,提高系统稳定性。仿真和实验结果表明,所提控制策略能够在全域范围内实现感应电机的稳定运行,有效提高系统稳定性。

**关键词:**无电解电容变频器;无功电流;感应电机;谐振抑制

**中图分类号:**TM732 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24931

## Research on Bus Voltage Oscillation Suppression of Electrolytic Capacitor-less Inverter

YANG Yifan<sup>1</sup>, YIN Han<sup>2</sup>, LU Zhiye<sup>3</sup>, YU Xueying<sup>3</sup>

(1. Aerospace Architecture Design and Research Institute Co., Ltd., Beijing 100162, China;

2. Shenyang Aerospace Mitsubishi Motors Engine Manufacturing Co., Ltd., Shenyang 110179, Liaoning, China;

3. Institute of Electrical and Information, Northeast Agricultural University, Harbin 150030, Heilongjiang, China)

**Abstract:** In order to solve the problems of large volume and short service life of the traditional electrolytic capacitor frequency converter, the thin film capacitor was used to replace the electrolytic capacitor to constitute the AC-DC-AC frequency converter without electrolytic capacitor. Aiming at the problem of bus voltage oscillation in the process of low frequency V/F operation of electrolytic capacitor-less inverter, firstly, the bus voltage ripple and resonance in different working modes were analyzed according to the equivalent circuit model of induction motor, and the stability condition of electrolytic capacitor-less drive system was analyzed by using Rous stability criterion. Secondly, according to the mathematical model of the drive system without electrolytic capacitor, the relationship between the bus voltage and the stator reactive current during the oscillation process was analyzed. Finally, a reactive current feedback control strategy based on stator voltage direction was proposed to suppress bus voltage oscillation and improve system stability. The simulation and experimental results show that the proposed control strategy can realize the stable operation of the induction motor in the global range and effectively improve the stability of the system.

**Key words:** electrolytic capacitor-less inverter; reactive current; induction motor; resonance suppression

近年来,通用变频器在工业传动的诸多领域都得到了广泛的应用,现在变频器拓扑普遍采用交-直-交变换结构,通过直流母线电容实现整流侧和逆变侧的隔离,同时直流电容为逆变模块提供稳定的直流电压<sup>[1]</sup>。通用变频器中直流母线并联电解电容实现母线电压的恒定,但是电解电容故障率高、使用寿命短,导致通用变频器的体积

增大等诸多问题。因此采用薄膜电容替代电解电容的拓扑结构并应用在通用变频器中成为一个热点话题<sup>[2-3]</sup>。

文献[4]分析无电解电容驱动系统的谐振现象的原因,从控制系统角度分析无电解电容驱动器的弱阻尼特性,提出微分反馈谐振抑制方法,能够有效抑制谐振并提高网侧功率因数,但是微

分反馈对噪声十分敏感,容易引起系统发生新的振荡。文献[5]提出小母线电容会导致无电解电容驱动系统母线电压剧烈波动,进而导致电机转矩出现大的脉动,并根据永磁同步电机等效模型解析不同运行区域的母线电压与电机性能的关系。文献[6]针对无电解电容变频器的高功率因数和稳定性问题,提出在矢量控制基础上增加功率环控制,但是系统带宽设计难度较大。文献[7]在分析无电解电容变频器不稳定原因的基础上,提出d轴电流前馈和母线电压前馈控制策略以提高系统稳定性,抑制谐振。文献[8]提出针对无电解电容器直流电压还有六倍频的谐波,在交流控制回路中加入补偿信号,但是同时也需要额外的传感器,增加了驱动器成本。文献[9]针对无电解电容器直流电压脉动导致的电机转矩波动,提出直轴电流补偿控制策略以降低谐波失真和转矩脉动,但是对谐振附近的转矩脉动控制效果有待提升。文献[10]针对无电解电容器的谐振,提出有源阻尼的控制策略,提取电网电流中的谐波分量,以抑制谐振,提高系统稳定性。

本文针对无电解电容驱动器的谐振问题展开研究。分析电路开关过程中母线电容的纹波和谐振的原因,为电容参数的选择提供依据。由于交流侧和直流侧间强耦合性,故可通过控制定子无功电流间接抑制母线电压的振荡。针对无电解电容变频器谐振的抑制,提出基于定子电压定向的无功电流反馈控制技术。为验证本文提出控制策略的有效性,通过一台2.2 kW感应电机工作在V/F模式进行仿真和实验。

### 1 无电解电容变频器工作模式及稳定性分析

三相无电解电容器的感应电机驱动系统的主电路拓扑如图1所示。三相不可控整流桥、直流母线薄膜电容、三相电压型逆变桥和三相感

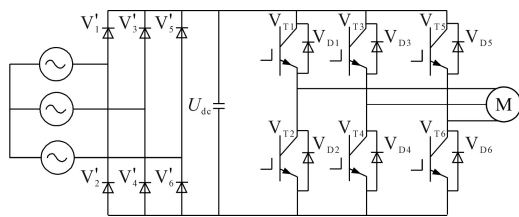


图1 无电解电容变频器感应电机驱动系统  
Fig.1 Converter induction motor drive system without electrolytic capacitor

应电机共同组成无电解电容驱动系统。其中直流母线电容的主要作用有:1)对三相整流桥输出电压进行滤波得到稳定的直流电压;2)吸收电机周期性回馈能量以及制动能量。薄膜电容容量是电解电容容量的几十分之一,薄膜电容容量较小,直流母线对整流侧和逆变器的隔离作用减弱。

假设所有器件均为理想器件,忽略网侧电感和电阻,且驱动系统运行在三相平衡模式。图2为感应电机非对称T型等效电路。图中, $U_s$ 为定子电压; $E_s$ 为定子反电动势; $I_s$ 为定子电流; $I_M$ 为定子无功电流; $I_T$ 为定子有功电流; $R_s$ 为定子电阻; $L'_m$ 为定子等效励磁电感; $L'_l$ 为定子等效电感; $R'_2/s$ 为归算到定子侧的转子等效电阻。

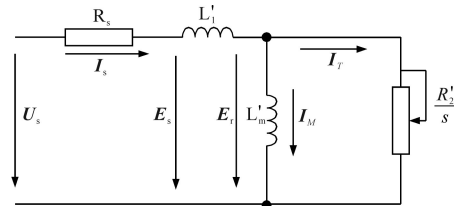


图2 感应电机非对称T型等效电路

Fig.2 Asymmetric T-type equivalent circuit of induction motor

根据图2,可推导出异步电机的数学模型为

$$\begin{cases} U_s = E_s + I_s R_s \\ E_r = jI_M \omega L'_m = \frac{R'_2}{s} I_T \\ I_s = I_M + jI_T \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$R'_2 = \left( \frac{L_m}{L_r + L_m} \right)^2 R_r$$

$$L'_l = L_s + \left( \frac{L_m}{L_r + L_m} \right)^2 L_r$$

$$L'_m = \frac{L_m^2}{L_r + L_m}$$

式中: $L_s$ 为定子漏感; $L_r$ 为转子漏感; $L_m$ 为电机互感; $R_r$ 为转子电阻。

本文主要分析V/F模式空载或轻载等阻尼较轻的工况下母线电压特性,稳态情况下将图1所示的无电解电容驱动系统简化可得到如图3所示的无电解电容驱动系统的等效电路图。图中, $E_1$ 为不可控整流桥输出电压; $C_{dc}$ 为直流母线电容; $Z$ 为感应电机等效阻抗; $i_{in}$ 为网侧输出电流; $i_{dc}$ 为直流母线电流; $U_{dc}$ 为直母线电容电压; $U_s$ 为感应电机定子电压。

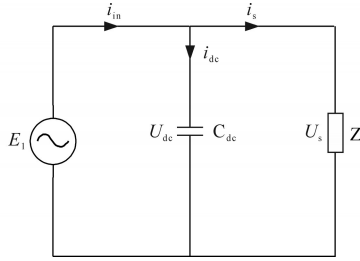


图3 无电解电容驱动系统等效电路  
Fig.3 Equivalent circuit of drive system without electrolytic capacitor

由图3可知,通过二极管整流桥得到三相六脉波直流电压,不可控输出整流桥输出电压 $E_1$ 为

$$E_1 = U_M \sin\theta \quad \theta \in \left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right] \quad (2)$$

其中  $U_M = \sqrt{6}U$

式中: $U$ 为电网相电压有效值。

电机空转运行时,定子电流和励磁电流近似相等,转子回路近乎开路,可得感应电机等效阻抗:

$$Z = R_s + j\omega L_m \quad (3)$$

为分析变频器开关过程母线电压的运行特性,对图3所示的驱动系统进行解析。交流电压源 $E_1$ 与 $U_{dc}$ 的交点处为电压的初始相角 $\sigma$ , $\gamma$ 为二极管导通角。由于直流电容的存在, $\gamma < \pi/3$ 。此时将驱动系统分成两个区段:第I区段电源和电容同时工作,即 $0 < \omega t < \gamma$ ;第II区段电容为感应电机供电,即 $\gamma < \omega t < \gamma + \sigma$ 。

本文以 $\gamma + \sigma \leq \pi/3$ 分析母线特性。第I区段运行:电源同时为母线电容和感应电机供电。现对SVPWM控制下母线电容纹波电压进行分析。假设此时 $V_{T1}, V_{T4}$ 和 $V_{T6}$ 导通。此时驱动系统的工作状态为<sup>[11]</sup>

$$\begin{cases} u_{dc} = E_M \sin(\omega t) \\ i_{dc} = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \\ i_{in} = i_{dc} + i_s \\ Mu_{dc} \sin(\omega t) = L_m \frac{di_s}{dt} + R_s i_s \end{cases} \quad (4)$$

式中: $M$ 为调制比。

忽略定子电阻的压降可求得定子电流 $i_s$ 为

$$di_s = \frac{Mu_{dc} \sin(\omega t)}{L_m} dt \quad (5)$$

假设一个开关周期中母线电压值为固定值,可得 $i_s$ 如下式:

$$i_s = \frac{Mu_{dc} \sin(\omega t)}{L_m} T_s \cdot D \quad (6)$$

式中: $T_s$ 为开关周期; $D$ 为占空比。

此时 $V_{T1}$ 关断,关断后由于电感电流不能突变, $V_{D4}$ 开始导通续流。此时定子电流将在感应电机的电感内部进行衰减,开关管关断瞬间母线电压不能突变。图3的电机等效电感支路将视为开路,则有:

$$i_{in} = i_{dc} \quad (7)$$

联合式(4)和式(7)可得到,开关管关闭后母线电容中电流的突变量为 $i_s$ ,可求得母线电压纹波如下所示<sup>[12]</sup>:

$$\Delta u_{dc} = T_s^2 D(1-D) \frac{Mu_{dc}}{L_m C_{dc}} \sin(\omega t) \quad (8)$$

由于开关频率很大,调制信号近似为正弦信号,即 $D = M \sin(\omega t)$ ,则有:

$$\Delta u_{dc} = T_s^2 M \sin(\omega t) [1 - M \cdot \sin(\omega t)] \frac{Mu_{dc}}{L_m C_{dc}} \sin(\omega t) \quad (9)$$

将 $\Delta u_{dc}$ 看作时间的函数,对式(9)进行求导可得到下式<sup>[13]</sup>:

$$\Delta u'_{dc} = \frac{T_s^2 M^2 u_{dc}}{L_m C_{dc}} [\sin(2\omega t) - 3M \sin(\omega t) \cdot \sin(2\omega t)] \quad (10)$$

满足 $\Delta u'_{dc} = 0$ 时,式(9)母线纹波电压取最大值。即 $\omega t = \arcsin(\frac{2}{3M})$ ,纹波电压最大值为

$$\Delta u_{dc} = \frac{4T_s^2 u_{dc}}{27L_m C_{dc}} \quad (11)$$

第II区段:直流电容电压高于电源电压,二极管关断。如图3所示,直流母线电容和电机等效电感构成二阶振荡电路。在开关管换路过程中,续流二极管工作母线电容开路,此时电容电压无波动<sup>[14]</sup>。在此区段中电压无纹波,分析二阶振荡回路的电路状态如下:

$$\begin{cases} i_{dc} = C_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} \\ 0 = i_{dc} + i_s \\ Mu_{dc} \sin(\omega t) = L_m \frac{di_s}{dt} + R_s i_s \end{cases} \quad (12)$$

区段I结束状态与区段II的开始状态即区段II的初始条件如下:

$$\begin{cases} u_{dc}|_{\omega t = \gamma} = E_M \sin(\gamma + \alpha) \\ i_{dc}|_{\omega t = \gamma} = \omega C_{dc} U_M \cos(\gamma + \alpha) \end{cases} \quad (13)$$

将式(12)进行拉普拉斯变换,可得:

$$As^4 + Bs^3 + Cs^2 + Ds + E = 0 \quad (14)$$

其中

$$\begin{cases} A = L_m C_{dc} U_{dc} \\ B = R_s C_{dc} U_{dc} \\ C = L_m C_{dc} U_{dc} \omega^2 \\ D = R_s C_{dc} U_{dc} \omega^2 \\ E = M U_{dc} \omega \end{cases} \quad (15)$$

通过劳斯稳定判据可得到劳斯表:

$$\begin{array}{ccc|c} s^4 & A & C & E \\ s^3 & B & D & 0 \\ s^2 & \varepsilon & E & 0 \\ s^1 & H & 0 & 0 \\ s^0 & E & 0 & 0 \end{array} \quad (16)$$

式(16)中第一列第三个元素  $|AD - BC| = 0$ , 取  $\varepsilon \rightarrow 0$  的正数进行计算得到:

$$H = -\frac{1}{\varepsilon} (BE - D\varepsilon) \quad (17)$$

根据劳斯稳定判据的充分必要条件可知,只有满足  $H > 0$ , 系统才能稳定。

根据式(17)可知该系统是条件稳定系统,稳定域为  $\omega > R_s U_{dc} M / L_m$ 。当转速满足  $\omega = R_s U_{dc} M / L_m$ , 系统运行在临界稳定状态。当转速满足  $0 < \omega < R_s U_{dc} M / L_m$ , 系统运行在不稳定区域,此时根据劳斯表中  $H < 0$ , 正、负号变化2次。综合分析,在区域II中,电机转速逐渐增加,无电解电容驱动系统稳定性逐渐提高。

无电解电容变频器在第I区段中电源电压的作用下,直流母线电压与电源电压近似相等,呈现出六脉波特性。第II区段中直流母线电压开始向负载放电,此时受到系统的放电时间常数影响。薄膜电容的参数计算为<sup>[15]</sup>

$$C_{dc} = \frac{T_s}{12 \ln(2/\sqrt{3}) R_s} \quad (18)$$

根据式(18)计算可得到薄膜电容的参数为  $23.78 \mu\text{F}$ , 本文最终选取电容值为  $16 \mu\text{F}$ 。采用式(11)对第I区域的开关纹波进行校验,得到母线电压纹波为  $0.1932\text{V}$ 。

## 2 基于定子电流反馈的母线电压振荡抑制

无电解电容变频器工作在区域II,感应电机轻载或空载等阻尼较轻的工况下,电机转速运行在  $0 < \omega < R_s U_{dc} M / L_m$  区域。此时无电解电容驱动系统不稳定,电路中直流母线电压和定子电流均出现大幅振荡。忽略定子电阻的情况下,薄膜电容值较小,根据式(6)母线电压的振荡导致定子电流持续的振荡,故可通过抑制定子电

流振荡,实现直流母线电压的振荡抑制。文献[16]提出感应电机运行在不稳定区域,电机的无功分量含有明显的振荡成分。本文提出定子电压定向的定子无功电流反馈实现直流母线电压振荡的抑制。

图4为定子电压定向感应电机矢量图。 $d$ - $q$  旋转坐标系下,采用定子电压定向,保证 $q$ 轴电压与定子电压方向一致<sup>[17]</sup>。

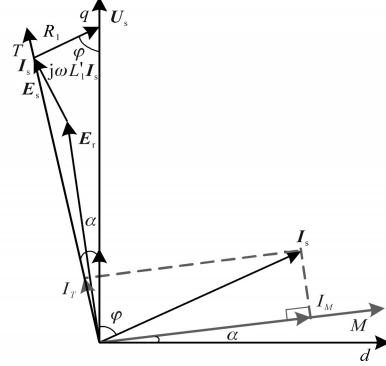


图4 定子电压定向感应电机矢量图

Fig.4 Vector diagram of stator voltage oriented induction motor

图4中, $\varphi$ 为阻抗角, $\alpha$ 为 $q$ 轴与 $T$ 轴之间的夹角,保证 $T$ 轴与定子感应电动势 $E_s$ 方向一致。由于定子电阻的存在,导致定子感应电动势 $E_s$ 与定子电压之间存在固定角度 $\alpha$ 。根据感应电机的原理,感应电机感应电动势与转子线圈耦合产生转子感应电动势 $E_r$ 。定、转子感应电动势关系如下:

$$E_s = E_r + j\omega L'_1 I_s \quad (19)$$

根据余弦定理可求得定子感应电动势:

$$E_s = \sqrt{(I_s R_s)^2 + U_s^2 - 2I_s R_s U_s \cos\varphi} \quad (20)$$

将定子压降和感应电动势沿着 $d$ 、 $q$ 轴方向分解,可求得:

$$\cos\alpha = \frac{\sqrt{U_s^2 + E_s^2 - (I_s R)^2}}{2U_s E_s} \quad (21)$$

定子电流 $I_s$ 沿 $d$ 、 $q$ 轴方向分解,通过派克变换可得:

$$\begin{cases} I_d = I_s \sin\varphi \\ I_q = I_s \cos\varphi \end{cases} \quad (22)$$

采用坐标变换将 $d$ 、 $q$ 轴电流等效变换到 $MT$ 坐标系中, $M$ 轴与感应电动势重合,即 $I_M$ 和 $I_T$ 分别为感应电机的无功电流和有功电流:

$$\begin{bmatrix} I_M \\ I_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\alpha & \cos\alpha \\ \cos\alpha & \sin\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (23)$$

根据前面分析电机转速运行在无电解电容器驱动系统的不稳定区域,系统会存在振荡。本

文采用保持无功电流恒定抑制无驱动系统的振荡,保证母线电压不发生振荡,实现系统在全速度范围的稳定运行。在本文设计的系统中通过PI控制器实现对无功电流的控制,并根据文献[18]的方法对PI调节器参数进行计算:

$$U_M = (K_p + \frac{K_I}{s})(I_M^* - I_M) \quad (24)$$

式中: $I_M^*$ 为无功电流给定,即电机的空载电流。

图5为本文提出的控制算法的原理图,无功电流经过PI控制器,通过合适的参数设置可以提高系统稳定性。将PI控制器的输出作为M轴分量, V/F曲线输出作为T轴分量,经过“等幅值坐标变换(MT/dq)”将得到定子电压 $d, q$ 轴分量,即 $U_d$ 和 $U_q$ ,经过“派克反变换”和SVPWM模块实现感应电机控制。

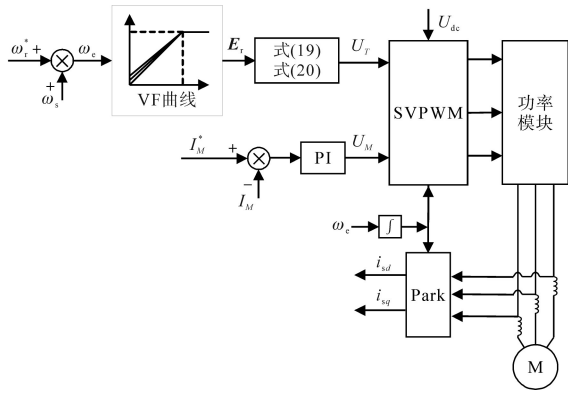


图5 改进V/F控制驱动系统框图

Fig.5 Block diagram of the improved V/F control drive system

### 3 仿真和实验结果分析

#### 3.1 仿真结果分析

为验证本文所提算法的有效性,根据图5所示的框图,基于Matlab/Simulink搭建V/F控制模式感应电机仿真模型。无电解电容器驱动系统参数为:额定功率4 kW,额定频率50 Hz,额定电流8.80 A,额定转速1 440 r/min,励磁电流4.0 A,定子电阻0.474  $\Omega$ ,转子电阻0.312  $\Omega$ ,电机漏感24.60 mH,母线电容16  $\mu\text{F}$ 。为保证仿真结果更接近实际效果,采用离散仿真模型,固定步长,解算算法为Ode3。

采用传统的V/F控制,开关频率设置为4 kHz,驱动系统运行在5 Hz附近。如图6所示, $d$ 轴电流出现明显的振荡分量,同时 $d$ 轴电流分量中纹波较大, $q$ 轴电流也随之出现波动。根据式(6)分析可得母线电压纹波导致 $d$ 轴电流中较大的纹波分量。

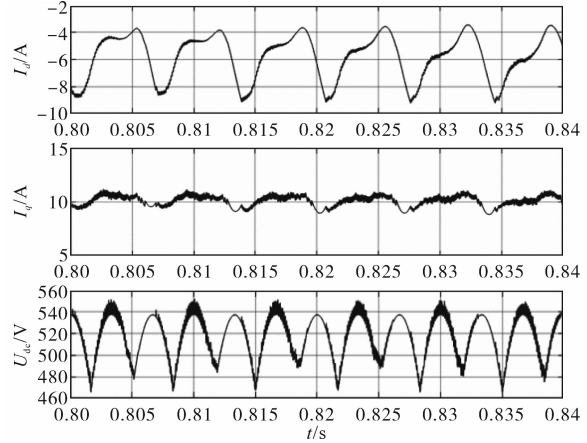


图6 传统V/F控制驱动系统振荡运行波形

Fig.6 Oscillatory operation waveforms of the conventional V/F control drive system

采用本文提出的改进V/F算法,开关频率设置为10 kHz,驱动系统运行在5 Hz。如图7所示, $d$ 轴电流分量近似为一条直线, $q$ 轴电流无振荡。根据式(11)分析可得母线电压纹波受开关频率影响,故将开关频率提高抑制母线电压纹波。开关频率提高后母线电压纹波被抑制, $d$ 轴电流纹波分量也被抑制。

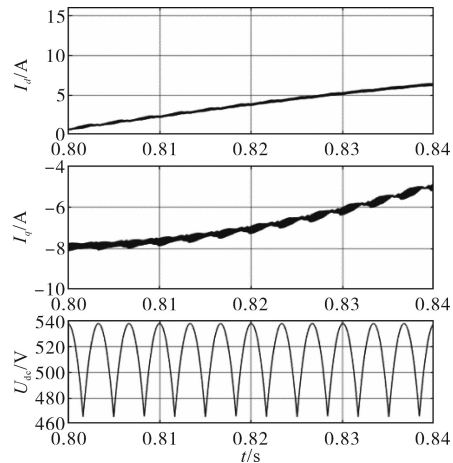


图7 改进V/F控制驱动系统运行波形

Fig.7 Operation waveforms of the improved V/F control drive system

#### 3.2 实验结果分析

为验证本文所提控制策略有效性,进行实验验证,实验控制平台采用TM320F28335微处理器芯片,设计一台2.2 kW变频器,其中薄膜电容为16  $\mu\text{F}$ 。选用一台2.2 kW感应电机作为实验对象,电机参数如下:额定功率2.2 kW,额定电压380 V,额定电流5.1 A,额定频率50 Hz,额定转矩14  $\text{N}\cdot\text{m}$ ;定子电阻2.88  $\Omega$ ,转子电阻2.586  $\Omega$ ,励磁电感0.267 H,定子漏感0.009 H,转子漏感0.009 H。

采用传统V/F控制模式,以5 Hz频率持续运行,母线电压波形如图8所示。此时母线电压纹波较大,并存在小幅度振荡。感应电机定子电流也随母线电压波动呈现出6次波动,尤其在峰值和谷值处波动最明显。母线电压最大值与最小值相差82 V,母线电压幅度波动比较剧烈,系统的稳定性较差。

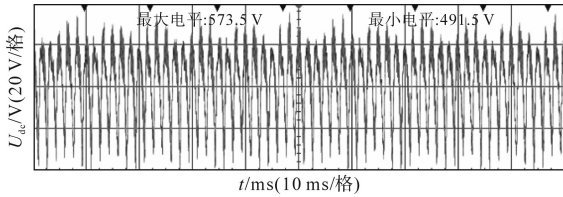


图8 传统V/F运行母线电压波形

Fig.8 Bus voltage for conventional V/F operation

表1给出了传统V/F模式下不同转速值。如表1所示,感应电机在空载运行时,0~90 r/min转速范围内电机出现持续性振荡,电机不能稳定运行,随着转速的逐渐增加,转速逐渐稳定;感应电机满载运行在0~90 r/min转速范围内未发生振荡。

表1 传统V/F模式下不同转速值

Tab.1 Different rotational speed values in traditional V/F mode

转速/(r·min <sup>-1</sup> )	空载		满载	
	误差/%	脉动/%	误差/%	脉动/%
15	/	/	0.45	0.21
30	/	/	0.01	0.80
90	/	/	0.09	1.77
150	0.20	0.36	0.01	2.40
300	0.03	1.28	0.00	2.55
750	0.05	1.86	0.14	1.71
1 445	0.24	1.43	0.01	2.58

采用本文所提改进V/F控制算法,加入振荡抑制算法,如图9所示,感应电机定子电流无振荡,并且纹波电流同时被抑制。图10为母线电压局部放大图,图中母线电压无振荡,且纹波电压不超过10 V,采用本文的控制算法后母线电压振荡和纹波均被抑制。

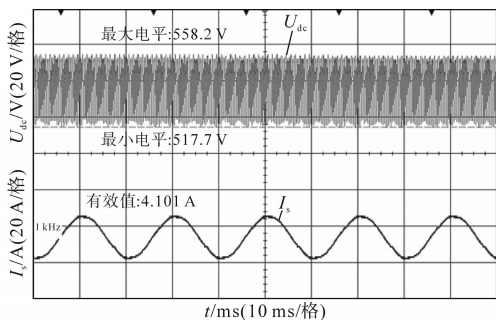


图9 感应电机驱动系统母线电压和定子电流

Fig.9 Bus voltage and stator current of the induction motor drive system

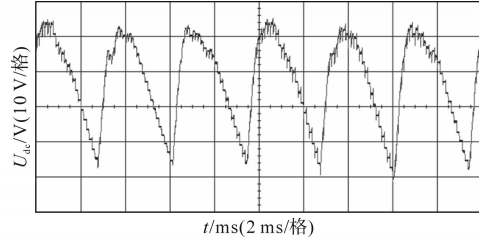


图10 驱动系统直流母线电压局部放大图

Fig.10 Local magnification of DC bus voltage in the drive system

表2为采用本文提出的改进V/F控制算法,无电解电容驱动系统在空载和满载全速度段的运行特性。由表中数据可知,空载和满载工况下全速度范围的稳态误差均在0.5%内。随着运行转速的增加,转速脉动逐渐增大,高速满载运行过程中转速脉动最大值为2.12%,能够满足工程应用要求。

表2 改进V/F模式下不同转速值

Tab.2 Different rotational speed values in improved V/F mode

转速/(r·min <sup>-1</sup> )	空载		满载	
	误差/%	脉动/%	误差/%	脉动/%
15	0.00	0.00	0.23	0.60
30	0.29	0.50	0.21	0.61
90	0.13	1.00	0.10	0.58
150	0.01	0.50	0.01	0.58
300	0.03	1.00	0.02	1.06
750	0.00	1.60	0.02	1.58
1 445	0.17	1.50	0.14	2.12

## 4 结论

本文提出无电解电容变频器定子无功电流闭环的V/F控制模式,其主要是在电机低频段维持无功电流恒定进而实现抑制母线电压振荡的目的。由于无电解电容变频器直流侧和交流侧强耦合作用,故将母线电压的控制间接转化为对定子电流的控制,实现系统的稳定运行。理论分析、仿真和实验结果表明,本文提出的算法能够抑制母线电压纹波和振荡,能够实现在全速度范围稳定运行,满足工程应用的要求。

## 参考文献

[1] 王有云,朱奇先,刘小宝,等.变频钻机逆变器共用直流回路时的电容量研究[J].电气传动,2017,47(12):74-77,82. WANG Youyun, ZHU Qixian, LIU Xiaobao, et al. Research on capacitance when inverters of variable frequency drilling-rig sharing DC circuit[J]. Electric Drive, 2017, 47(12): 74-77, 82.

[2] 黄万奔,杨家强,邓鎔峰,等.高功率因数无电解电容永磁电机变频系统逆变器电流控制策略[J].电机与控制学报, 2017, 21(12): 1-6.

- 2022, 26(8):1-10.
- HUANG Wanben, YANG Jiaqiang, DENG Rongfeng, et al. Inverter current control strategy for high power factor electrolytic capacitor-less permanent magnet motor drive system[J]. *Electric Machines and Control*, 2022, 26(8):1-10.
- [3] 丁大尉,王高林,张国强,等.三相供电交流电机驱动系统无电解电容控制技术综述[J]. *电气工程学报*, 2021, 16(4):2-11.
- DING Dawei, WANG Gaolin, ZHANG Guoqiang, et al. Review of control technology for electrolytic capacitorless AC motor drives with three-phase power supply[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2021, 16(4):2-11.
- [4] 霍军亚,王高林,赵楠楠,等.无电解电容电机驱动系统谐振抑制控制策略[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(24):5641-5648.
- HUO Junya, WANG Gaolin, ZHAO Nannan, et al. Resonance suppression control strategy of electrolytic capacitor-less motor drives[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(24):5641-5648.
- [5] 卢春宏,章玮.无电解电容永磁同步电机驱动系统母线电压解析分析[J]. *电机与控制学报*, 2019, 23(10):15-22.
- LU Chunhong, ZHANG Wei. Analytical analysis on PMSM control systems without electrolytic capacitor[J]. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(10):15-22.
- [6] 徐晨栋,尹泉,黄凯,等.无电解电容永磁同步电机驱动系统网侧电流谐波抑制策略[J]. *电机与控制学报*, 2019, 23(12):1-7.
- XU Chendong, YIN Quan, HUANG Kai, et al. Input current harmonics suppression strategy for electrolytic capacitor-less IPMSM drive system[J]. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(12):1-7.
- [7] 姚绪梁,罗兴鸿,马赫,等.小电容双PWM调速系统直流母线电压波动抑制策略[J]. *电工技术学报*, 2022, 37(12):2971-2981.
- YAO Xuliang, LUO Xinghong, MA He, et al. DC bus voltage fluctuation suppression strategy for small capacitance dual-PWM speed regulating system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(12):2971-2981.
- [8] LI Ke, WANG Yi. DC-link voltage fluctuation reduction of vector controlled PMSM drives with reduced DC-link capacitor[C]//2018 IEEE 4th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC), Chongqing: IEEE, 2018: 909-912.
- [9] NISHIZAWA K, ITOH J I, FUJITA S, et al. Thermal stress reduction for DC-link capacitors of three-phase VSI with multiple PWM switching patterns[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore: IEEE, 2019: 1584-1591.
- [10] 尹泉,李海春,罗慧,等.无电解电容永磁同步电机驱动系统谐振抑制[J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2021, 49(6):1-6.
- YIN Quan, LI Haichun, LUO Hui. Resonance suppression for electrolytic capacitor-less IPMSM drive system[J]. *Huazhong Univ. of Sci. & Tech. (Natural Science Edition)*, 2021, 49(6):1-6.
- [11] 甄景龙. 并联 APF 的改进重复控制技术[D]. 哈尔滨:东北农业大学, 2020.
- ZHEN Jinglong. Research on improved repeated control technology for parallel APF[D]. Harbin: Northeast Agricultural University, 2020.
- [12] 谢仕宏,孟彦京,高钰淇,等.小电容变频器及感应电机回馈能量分析[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(4):734-744.
- XIE Shihong, MENG Yanjing, GAO Yuqi, et al. Analysis about small capacitor frequency converter and feedback energy of induction motors[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(4):734-744.
- [13] 赵楠楠. 空调永磁压缩机无电解电容驱动控制技术研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2019.
- ZHAO Nannan. Research on electrolytic capacitor-less permanent magnet compressor drives for air-conditioner applications [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019.
- [14] 周星野. 无电解电容逆变器驱动下的永磁同步电机的应用研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2015.
- ZHOU Xingye. Research on applications of PMSM driven by the inverter without electrolytic capacitor[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2015.
- [15] 谢仕宏. 用于制浆设备的异步电机空间电压矢量变频软启动控制理论与方法研究[D]. 西安:陕西科技大学, 2019.
- XIE Shihong. Study on the control theory and method of space voltage vector variable frequency soft starting for asynchronous motor using for pulping equipment[D]. Xi'an: Shaanxi University of Science and Technology, 2019.
- [16] 陈伟,杨荣峰,于泳,等.新型感应电机V/F控制系统稳定性方法[J]. *电机与控制学报*, 2009, 13(S1):11-14.
- CHEN Wei, YANG Rongfeng, YU Yong, et al. Novel stability improvement method for V/F controlled induction motor drive systems[J]. *Electric Machines and Control*, 2009, 13(S1):11-14.
- [17] 陈伟,杨荣峰,于泳,等.具有低速高性能的电压定向V/F控制方法[J]. *电机与控制学报*, 2010, 14(1):7-11.
- CHEN Wei, YANG Rongfeng, YU Yong, et al. Novel stator voltage oriented V/F control method capable of high performance at low speed[J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(1):7-11.
- [18] 李洪亮,姜建国,周中正.异步电机V/F控制系统起动和某频段振荡问题[J]. *电机与控制学报*, 2017, 21(1):90-97.
- LI Hongliang, JIANG Jianguo, ZHOU Zhongzheng. V/F control method of induction motor's starting and oscillation in a certain frequency band[J]. *Electric Machines and Control*, 2017, 21(1):90-97.

收稿日期:2023-02-02

修改稿日期:2023-03-22