

# 基于高频信号注入的永磁电机转子位置估计方法中的电压输入

钟黎萍 周晓敏 王长松 巩宪锋

北京科技大学机械工程学院, 北京 100083

**摘要** 运用高频信号注入法估计永磁同步电机转子位置要求给电机同时施加基本电压和高频电压. 本文讨论了通过采用 PWM 调节的逆变器同时注入这两种电压的可行性, 并进行了仿真研究. 结果表明, 只要选择合适的调制信号和载波比就能够实现电压的叠加输入. 同时, 对逆变器的非线性行为所带来的影响也作了深入的探讨, 证明其仅在电流流过零处对输出结果产生影响. 根据这一特点, 提出了相对比较简单的补偿措施, 仿真结果证明了这一措施的正确性.

**关键词** 永磁电机; 高频信号注入; 调制波; 载波

**分类号** TM 35

高频信号注入法作为一种可行的探测永磁电机转子位置的方法, 已经日益受到重视<sup>[1-2]</sup>. 其基本思想是把一个高频电压(或电流)信号叠加到基波信号上, 共同施加给电机三相绕组, 相应的高频电流(或电压)中将携带有转子位置信息, 通过带通滤波器, 把这一电流(或电压)信号抽取出来进行适当的处理, 就能估计出转子的位置<sup>[3-6]</sup>. 考虑到信号源产生的便利性, 通常把高频电压作为注入信号, 具体又分为旋转电压注入法和脉动电压注入法两种<sup>[7-9]</sup>. 实际应用中, 无论哪一种方法, 首先要解决基波电压和高频电压叠加后的输入问题. 叠加电压的输入, 对于直接由交流驱动的电机来说, 可能比较复杂; 但永磁电机的电能一般是通过电压源逆变器提供, 这将使叠加电压的输入变得相对容易.

当电压源逆变器以正弦波脉宽调制方式(SPWM)运行时, 施加在电机端的电压接近正弦. 为了在电机端得到基波和高频波的叠加波, 可推知应该用叠加波取代正弦波作为调制波. 为此, 本文进行了仿真研究, 仿真结果验证了这一设想.

## 1 高频电压注入的 PWM 实现

为方便起见, 以单相全桥逆变电路为例来研究叠加电压的 PWM 调制行为. 由于三相桥式电路具有更好的谐波特性, 因此所得的结论将不失一般性. 电路如图 1 所示, 由四个 IGBT 全控器件和四个续

流二极管组成.

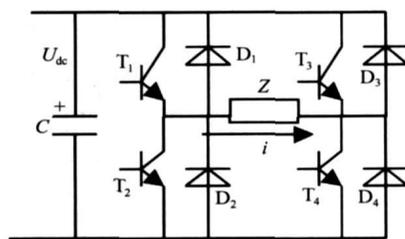


图 1 单相全桥逆变器

Fig 1 Single phase full bridge inverter

基波频率为工频 50 Hz, 设其调制波为:

$$u_b = \sin 314 t \quad (1)$$

式中,  $u_b$  为基波电压的调制信号,  $t$  为时间.

注入的高频电压信号幅值应远小于基波幅值, 频率应远大于基波频率, 以免影响电机转矩. 故其调制波可设为:

$$u_c = 0.1 \sin 6280 t \quad (2)$$

式中,  $u_c$  为注入电压的调制信号.

叠加后的调制波为:

$$u = \sin 314 t + 0.1 \sin 6280 t \quad (3)$$

波形如图 2 所示.

选择载波比等于 15 (一般选 3 的奇数倍), 因此三角全波载波的频率  $f_s$  可选为 15 kHz. 调制结果如图 3 所示.

调制后的脉冲串的频谱如图 4 所示. 从图 4 可以看出, 经过 PWM 调制后, 电机电压中的谐波分量为: 50 Hz 的基波, 1 kHz 的外注高频波, 载波及其谐波, 载波及其谐波的上下边频波. 载波及其谐波的

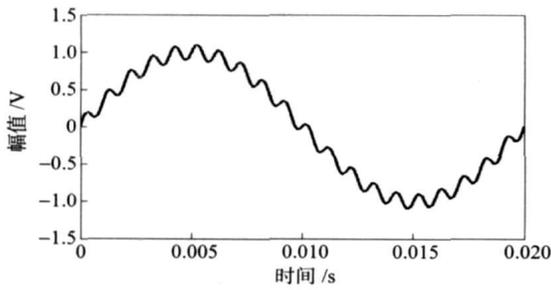


图 2 基波和高频波叠加后的波形

Fig. 2 Waveform of fundamental signal superimposed by high frequency signal

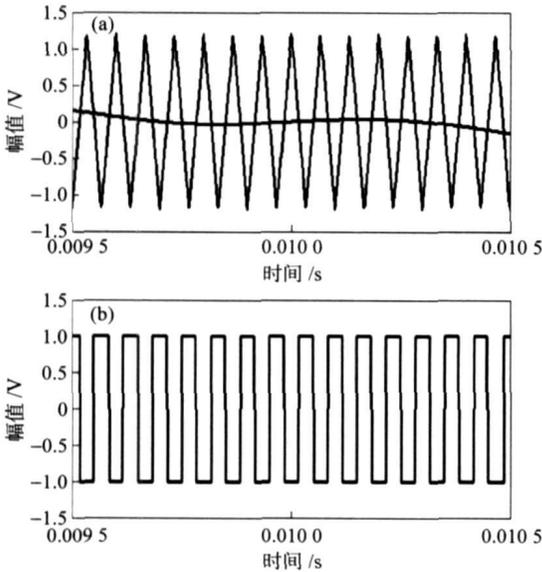


图 3 PWM 调制波形. (a) 载波和调制波; (b) 调制脉冲

Fig. 3 Waveform of modulated signal: (a) carrier wave and modulating wave; (b) modulated pulse signal

频率远远高于基波和注入的高频波, 很容易被滤除. 显然, 这样一个电压, 实际就是图 2 所示叠加波的复现, 注入的高频电压和基波电压一起被加在了电机绕组上.

图 3 所示的脉冲串通过一个契比雪夫 II 型低通滤波器后的波形由图 5 给出. 滤波器的截止频率为

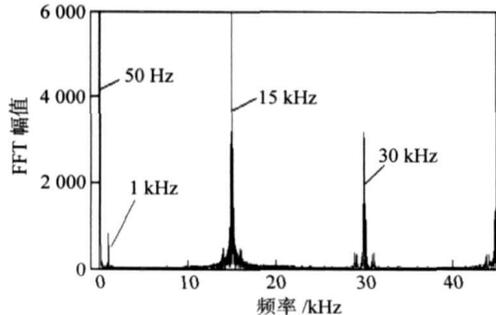


图 4 PWM 调制后的电压频谱

Fig. 4 Spectrum of modulated voltage

2 kHz. 可以看出, 除了由于滤波引起的相位滞后外, 两个波形完全相同.

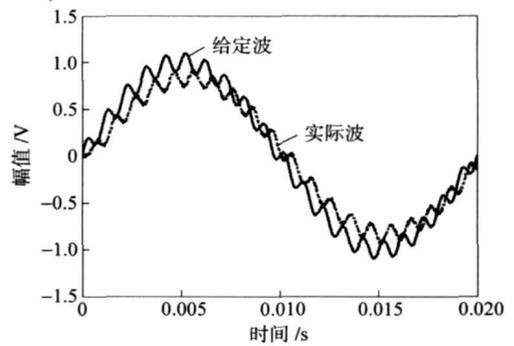


图 5 给定波和实际波的比较

Fig. 5 Comparison of command and actual waves

从前面的分析可知, 只要把基波和高频波叠加后的非正弦波(如图 2)作为调制波, 采用和 SPWM 相同的调制方式, 就能实现高频电压的注入, 这为永磁电机转子位置估计方法的实用化提供可靠的保证.

## 2 逆变器非线性行为的影响

逆变器的非线性行为有很多种<sup>[10-12]</sup>, 其中起主要作用的是死区时间. 所谓死区时间, 是为了防止同一桥臂的两个开关器件同时导通引起短路而设置的一段切换延迟时间. 在这段时间里, 两个开关器件都不导通, 电流流经续流二极管, 输出电压与电流极性相关.

如图 1, 设某一时刻电流为正, 若  $T_1$  向  $T_2$  切换(同时  $T_4$  向  $T_3$  切换), 在死区时间  $T_d$  内, 电流流经  $D_2$  和  $D_3$ , 输出电压与理想情况相同; 若  $T_2$  向  $T_1$  切换, 在死区时间  $T_d$  内, 电流依然流经  $D_2$  和  $D_3$ , 输出电压与理想情况相反. 可见, 当电流大于零时, 由于  $T_d$  的存在, 输出脉冲的上升沿将向后延迟, 脉冲宽度变窄. 同理可知, 当电流小于零时, 输出脉冲的下降沿将同样向后延迟  $T_d$ , 脉冲宽度加宽. 图 6 示出了这种情况的仿真波形( $T_d = 4 \mu s$ , 载波周期  $T_s = 66 \mu s$ ). 这样, 实际的输出电压, 相当于在理想电压上叠加一系列的窄脉冲, 脉冲的极性在电流正半周为负, 在电流的负半周为正, 总个数等于载波比  $N$ , 其波形如图 7 所示.

窄脉冲的频谱如图 8 所示. 与图 4 相比, 除了载波及其谐波以外, 在基波和注入的高频波的频段内, 还含有丰富的各次谐波. 这些谐波, 有可能对注入的高频波造成干扰, 从而影响到位置估计的精确性.

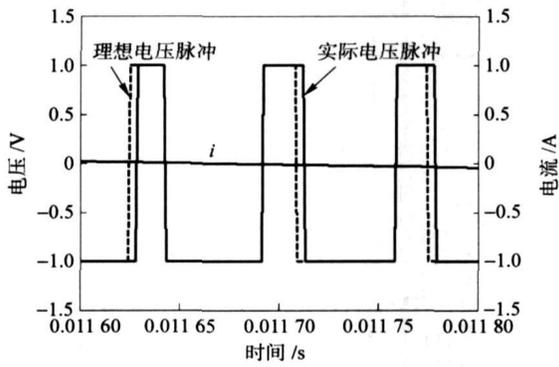


图 6 死区时间的影响

Fig 6 Effects of dead time

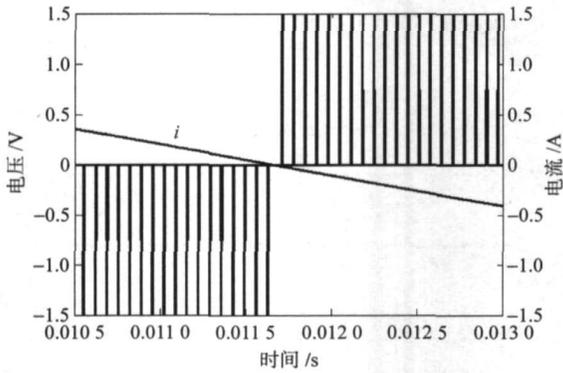


图 7 电压误差脉冲

Fig. 7 Pulse of voltage error

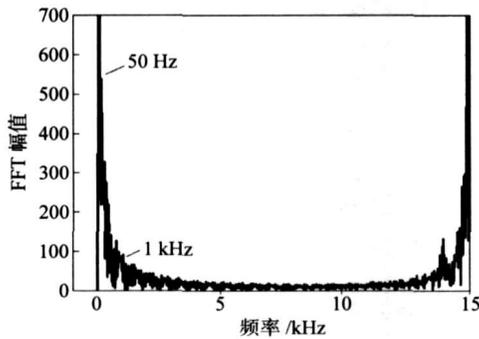


图 8 窄脉冲的部分频谱

Fig 8 Part spectrum of narrow pulse

如前所述, 转子位置估计, 是以注入的高频电压所产生的电流为依据的. 这个电流必须经过带通滤波器滤除载波电流和基波电流以后才能得到. 把理想电压、实际电压和窄脉冲都送入带通滤波器滤波, 死区时间的影响将被看得更加清楚. 仿真结果由图 9 给出.

图 9(a) 为理想情况下, 用带通滤波器(上下截止频率分别为 600 Hz 和 2 000 Hz)从 PWM 调制脉冲中抽取的高频注入电压, 是理想的正弦波. (b) 为误差脉冲经过同样带通滤波器后的波形. (c) 为考虑死区时间影响后的 PWM 调制脉冲经过同样带通

滤波器后的波形. 可以看到, 由于死区所带来的窄脉冲的影响, 注入电压波形发生了明显的畸变, 从而相应的电流也发生畸变, 给位置估计造成误差. 这不仅影响到估计精度, 甚至会威胁到电机运行的稳定性, 必须加以消除.

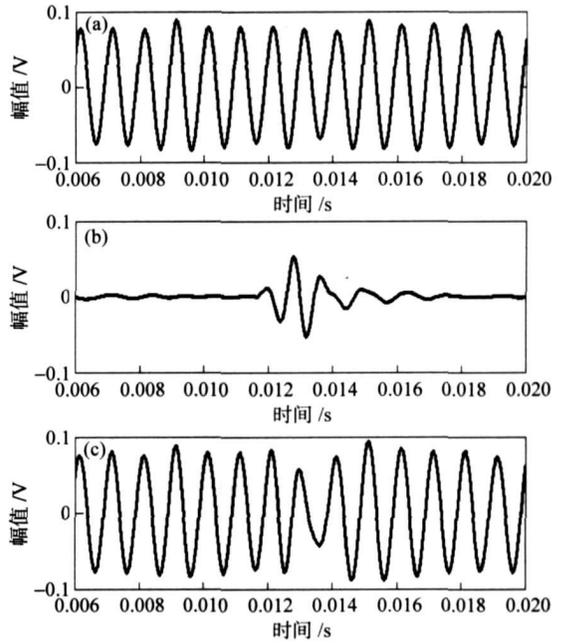


图 9 理想注入电压和实际注入电压的比较. (a) 理想注入电压; (b) 带通滤波后的窄脉冲; (c) 实际注入电压

Fig. 9 Comparison of ideal and actual injected voltages: (a) ideal injected voltage; (b) bandpass filtering wave of narrow pulse; (c) actual injected voltage

### 3 对死区时间影响的补偿

最直接的补偿方法就是在图 7 所示的各脉冲位置上相应加上极性相反的脉冲, 使误差彻底消失. 这种作法必须在每个载波周期, 根据电流极性, 分别对脉冲的上沿和下沿进行调整, 使 CPU 的负担加重. 特别是在载波频率比较高的情况下, 处理时间问题就更显得突出.

实际上从图 9 可以看到, 电压的畸变只发生在某些特定的时刻. 比较图 10 可知, 这个时刻就是负载电流过零处. 这是因为在电流过零处, 脉冲极性发生了改变(图 7), 从而造成较大干扰. 可见, 误差脉冲所产生的影响, 与各脉冲出现的位置关系不大. 因此, 补偿脉冲在时间上并不需要和误差脉冲一一对应, 只要在电流的正半周, 将 PWM 脉冲宽度延长一个  $T_d$ , 在电流的负半周, 将 PWM 脉冲宽度缩短一个  $T_d$  就能实现补偿. 这样, CPU 的处理过程将大大简化. 图 11 和图 12 示出了用这种方法补偿的仿真结果.

图 11 中, 由于补偿脉冲和误差脉冲出现的时刻不同, 因此误差脉冲并没有消失. 图 12(c)是把补偿后的误差脉冲送入前述带通滤波器滤波后的结果,

可以看到, 在注入频率处, 其影响近乎为零. 这时, 理想注入电压(图 12(a))和实际注入电压(图 12(c))的波形几乎完全相同, 达到了补偿的目的.

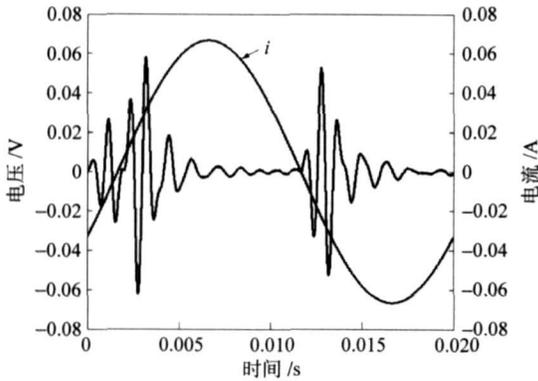


图 10 死区干扰发生的时刻

Fig 10 Time when deadtime disturbance occurred

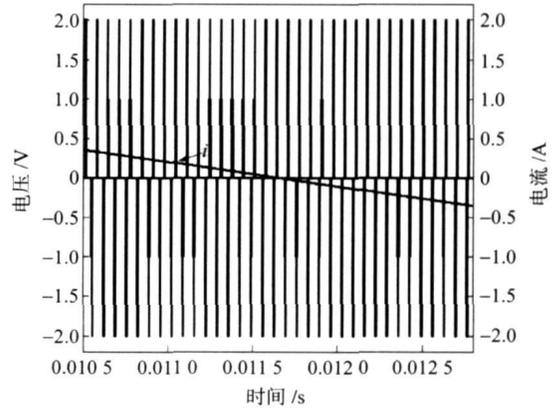


图 11 补偿后的误差脉冲

Fig. 11 Error pulse after being compensated

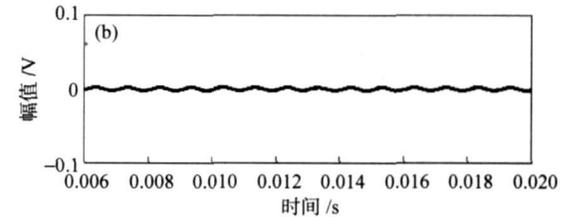
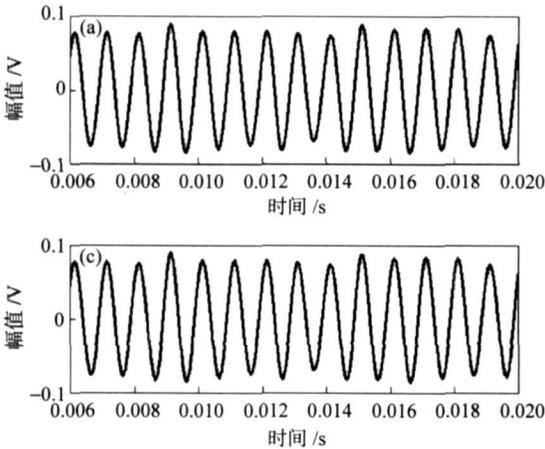


图 12 补偿效果. (a)理想注入电压; (b)补偿后的误差脉冲经带通滤波后的波形; (c)实际注入电压

Fig. 12 Results after being compensated: (a) ideal injected voltage; (b) bandpass-filtering wave of error pulse after being compensated; (c) actual injected voltage

### 4 结论

利用高频电压注入法估计永磁电机转子位置, 要求把基波电压和高频电压同时施加在电机上. 本文的仿真研究证明, 电压源型逆变器在 PWM 运行方式下, 能够方便地实现电压的叠加输入. 仿真研究还表明, 逆变器的死区时间, 将以一系列窄脉冲的形式, 使输入电压产生畸变, 从而影响到估计精度, 应用时必须考虑到这一点. 对死区时间的补偿, 无须点对点进行, 只需在误差脉冲出现的大范围内, 提供一定数量极性相反的脉冲即可. 这给微机处理带来了极大的方便性和灵活性.

### 参 考 文 献

[1] 秦峰, 刘毅, 贺益康. 基于转子凸极跟踪的无位置传感器永磁同步电机矢量控制研究. 中国电机工程学报, 2005, 25(17): 121

[2] Yeo H G, Hong C S. Sensorless drive for interior permanent magnet brushless DC motor //IEEE International Electric Ma-

chine and Drives Conference Record. Nagaoka, 1997: TD1/3

[3] Holtz J. Sensorless control of induction motor drives. *Proc IEEE*, 2002, 90(8): 1359

[4] Briz F, Lorendz R D, Degner W, et al. Comparison of saliency-based sensorless control techniques for AC machines. *IEEE trans Ind Appl*. 2004, 40(4): 1107

[5] Jansen P L, Lorenz R D. Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines. *IEEE Trans Ind Appl*, 1995, 31(2): 240

[6] 王耀南, 王辉. 基于递归模糊神经网络的感应电机无速度传感器矢量控制. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 84

[7] 王丽梅, 郑建芬, 郭庆鼎. 基于载波注入的凸极永磁同步电机无传感器控制. 电机与控制学报, 2005, 9(4): 333

[8] Jang J H, Sul S k, Ha J I. Sensorless drive of surface-mounted permanent magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency. *IEEE Trans Ind Appl*, 2003, 39(4): 1031

[9] 秦峰, 贺易康, 章玮. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 116

[10] Lorendz R D. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *IEEE Trans Ind Appl*. 2005, 41(1): 38

- [11] Jang J H, Ha J I, Sul S K, et al. Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection. *IEEE Trans Ind Appl.* 2004, 40(6): 1595
- [12] Guerrero J M, Briz F. Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods. *IEEE Trans Ind Appl.* 2005, 41(2): 618

## Voltage inputting for the rotor position estimation of a permanent magnet motor based on high-frequency signal injection

ZHONG Liping, ZHOU Xiaomin, WANG Changsong, GONG Xianfeng

Mechanical Engineering School, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

**ABSTRACT** To estimate the rotor position of a permanent magnet synchronous machine by the method of high-frequency signal injection, the basic and high-frequency voltages should be input into the machine simultaneously. The feasibility to realize this idea by a pulse width modulation (PWM) inverter was discussed and simulated. The results show that this method works well with an appropriate ratio of carrier signal to modulation. The inverter's nonlinear behavior was also studied, and its effects only occur in the time domain as the phase currents cross zero. According to this feature, a simple compensation measure was presented and simulation results verified its correctness.

**KEY WORDS** permanent magnet motor; high-frequency signal injection; modulating wave; carrier wave