

计算与抑制变频调速异步电动机稳态谐波电流与转矩的方法*

陈其工**

(安徽机电学院 芜湖 241000)

【摘要】 通过分析异步电动机变频稳态运行时的谐波磁场,得到了电机谐波电流与脉动转矩的计算方法。研究表明,PWM波中3的整数倍谐波电压将不在电机中产生谐波电流、谐波转矩,而3K-1次谐波除了与3K-2次谐波电压一样产生相应的谐波电流、脉动转矩外,还产生制动性质的附加转矩及损耗,实验表明计算结果是可靠的。文中还提出了抑制谐波电流和脉动转矩的方法,如在SPWM生成中,采用较大的3的整数倍调制比。

关键词 变频调速; 异步电机; 谐波电流; 谐波转矩

中图分类号 TM346

电压型PWM变频调速已成为目前异步电机调速的主流。PWM生成方法很多^[1],主要有硬件与软件两大类,前者虽可简化计算及节约存储空间,但生成方法单调,不易得到理想的电压、电流波形,使用较少;软件法很多,常用的有空间矢量法^[2]、自然采样法。为提高调速系统性能,必须采取某些措施以抑制谐波电流、谐波转矩及损耗,但后者与PWM生成方法、电机参数及运行状态均有着较复杂的关系,难以计算^[3]。本文从电机运行的电磁理论出发,分析谐波电流、转矩产生的机理,较准确地计算了谐波电流、谐波转矩和损耗,以期最大限度地利用PWM的生成方法,即软件技术来抑制谐波电流、转矩。

1 异步电动机变频稳态运行时的谐波等效电路

由逆变器供给电机的PWM电压远非正弦波,不论其生成方式如何,总可以用傅氏级数分解成基波及各次谐波。为简化分析过程,忽略磁路的非线性效应,在此条件下,为推导出电机定、转子空间合成磁势,由图1所示电路,可采用叠加原理先求励磁电流

$$\begin{cases} i_{mA} = \sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{mi} \cos(i\omega t - \Phi_i) \\ i_{mB} = \sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{mi} \cos[i(\omega t - 120^\circ) - \Phi_i] \\ i_{mC} = \sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{mi} \cos[i(\omega t - 240^\circ) - \Phi_i] \end{cases} \quad (1)$$

式中 i 为谐波次数; ω 为基波角频率; I_{mi} 和 Φ_i 分别为 i 次谐波励磁电流的有效值及初相; i_{mA} 、 i_{mB} 、 i_{mC} 为定子每相总励磁电流。

再由式(1)可导出三相合成总磁势为

$$\begin{aligned} f = 0.9 \frac{W_1}{P} \left\{ \left[\sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{v} K_{wv} \cos v\alpha \right] \left[\sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} I_{mi} \cos(i\omega t - \Phi_i) \right] + \right. \\ \left[\sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{v} K_{wv} \cos v(\alpha - 120^\circ) \right] \left[\sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} I_{mi} \cos(i\omega t - i120^\circ - \Phi_i) \right] + \\ \left. \left[\sum_{v=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{v} K_{wv} \cos v(\alpha - 240^\circ) \right] \left[\sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} I_{mi} \cos(i\omega t - i240^\circ - \Phi_i) \right] \right\} \quad (2) \end{aligned}$$

式中 v 和 α 分别为电机空间谐波次数和基波电角度, $v=1$ 时即为空间基波, K_{wv} 为 v 次空间谐波的绕组系数。下面分别讨论三相任意 i 次谐波电流产生的合成空间基波磁势和空间谐波磁势。

1998年8月31日收稿,1998年10月26日修改定稿

* 安徽省教委自然科学基金资助项目,基金号:97JL0005

** 男 38岁 硕士 副教授 科研处处长

1.1 三相合成空间基波磁势

由式(2),令 $v = 1$ 即可得到三相任意 i 次谐波产生的合成空间基波磁势为

$$f_{i1} = 0.9 \frac{W_1 K_{w1}}{P} [\cos\alpha \sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} I_{mi} \cos(i\omega t - \Phi_i) + \cos(\alpha - 120^\circ) \sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} I_{mi} \cos(i\omega t - i120^\circ - \Phi_i) + \cos(\alpha - 240^\circ) \sum_{i=1,2,\dots}^{\infty} I_{mi} \cos(i\omega t - i240^\circ - \Phi_i)] \quad (3)$$

式(3)可以分为以下三种情况:

1.1.1 $i = 3K - 2$ (K 为自然数,下同)次产生的基波极对数磁势

由式(3),任意 $i = 3K - 2$ 次谐波电流产生的基波磁势为

$$f_{i1} = F_i \cos(\alpha - i\omega t - \Phi_i) \quad i = 3K - 2 \quad (4)$$

式中 $F_i = 1.35 \frac{W_1 K_{w1}}{P} I_{mi}$, 式(4)表示的磁势为一正弦

分布、同步转速为 in_1 、极对数为 P 的基波正转磁势,当 $K = 1$,则 $i = 1$,此即为基频电压产生的基波磁势。当电机转子速度为 n 时, f_{i1} 对应的转子转差率为

$$S_i = \frac{in_1 - n}{in_1}$$

由于任意 $i = 3K - 2$ 次谐波电压均会在电机中激励如式(4)所述的磁势,这就如同定子加三相对称电压,有效值为 U_i ,频率为 if_1 (f_1 为基频,不一定是 50 Hz),转子转速为 n ,转差率为 S_i 条件下工作的异步电机,其对应的等效电路如图 1 所示。

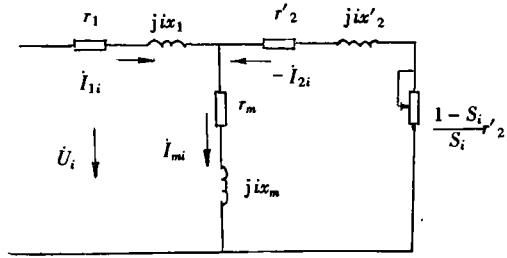


图 1 计算谐波电流、异步附加转矩的等效电路

1.1.2 $i = 3K - 1$ 次电压产生的基波极对数磁势

由式(3)同样可导出任何 $i = 3K - 1$ 次谐波电压产生的三相合成磁势为

$$f_{i1} = F_i \cos(\alpha + i\omega t - \Phi_i) \quad (5)$$

该磁势空间极对数也是基波、正弦分布,但以同步速 $-in_1$ 反转,转差率为 $S_i = \frac{-in_1 - n}{-in_1}$ 。对应等

效电路亦可用图 1 表示,只是与频率有关的参数应做相应变化,为一负序等效电路,谐波产生的异步电磁转矩为制动性。因此,在 PWM 波生成时,应削弱 $i = 3K - 1$ 次谐波,尤其是低次。

1.1.3 $i = 3K$ 时的磁势

由于一般 PWM 波具有三相对称性,变频器输出的是线电压,故电机中不含有 3 的整数倍次电压谐波、谐波电流及转矩。为此,在 SPWM 波生成时,应使调制比正好是 3 的整数倍,以抑制电机中谐波电流和转矩。

1.2 三相合成空间高次谐波磁势

由于电机设计中已尽可能地对高次空间谐波进行了削弱,高次空间谐波绕组系数 K_{wn} 均较小,而电网供电的异步电机等效电路中 x_1 与 x'_2 包含了空间谐波,本文亦将空间谐波归为漏抗处理。

2 谐波转矩和谐波损耗的计算

2.1 异步附加转矩

由式(5)可见, $i = 3K - 1$ 次电压产生的是一个反转的、基波极对数的磁势,与其在转子绕组中感应出的对应电流相互作用,产生制动性质的异步附加转矩为

$$M_{emi} = 3I_{2i}^2 \frac{1 - S_i}{S_i} r'_2 / \Omega \quad (6)$$

同理可算出 $i = 3K - 2$ 次谐波电压产生的拖动性质的异步附加转矩,限于篇幅,这里不再给出。

在 PWM 生成时,为了抑制低次谐波,电机中存在的谐波级次 i 一般较大,对应的同步速 in_1 远大于 n ,因此异步附加转矩不会产生明显的转矩脉动。但 $i = 3K - 1$ 次将产生制动损耗,加上谐波电流在定转子电阻上的损耗,谐波损耗可由下式计算

$$P_{emi} = \sum_{i=3K-1}^{\infty} M_{emi}\Omega + \sum_{i \neq 3K}^{\infty} 3I_i^2(R_1 + R_2') \quad (7)$$

2.2 脉动转矩

脉动转矩由空间不同转速的旋转磁场相互作用而产生,相对运行一周产生转矩的平均值为零。脉动转矩主要由基频电压产生的基波极对数磁场与高次谐波电压产生的空间基波磁场相互作用而产生。由式(4),基波频率的电压产生的基波磁势为

$$f_{11} = F_1 \cos(\alpha - \omega t - \phi_1') \quad (8)$$

而高次谐波电压产生的基波磁势由式(4)或式(5)可表示为

$$f_{i1} = F_i \cos(\alpha \pm i\omega t - \phi_i) \quad i > 1 \quad (9)$$

式中 当 $i = 3K - 1$ 时,取“+”号, $i = 3K - 2$ 时取“-”号。

由于异步电动机气隙均匀,由 f_{11} 产生的磁密分布为

$$b_{11} = B_{11} \cos(\alpha - \omega t - \phi_1) \quad (10)$$

式中 $B_{11} = \frac{\pi}{\tau_1} L F_1 \lambda$, λ 为每极磁导。

由于 f_{11} 和 f_{i1} ($i > 1$) 磁势不存在相互感应关系,因此 f_{i1} 可看成仅由转子电流产生,该磁势对应的转子电流分布可推出

$$i_{2i} = \frac{df_{i1}}{d\alpha} = -F_i \sin(\alpha \pm i\omega t - \phi_i) \quad (11)$$

由此可求出在 $d\alpha$ 电角度内两磁场作用产生的转矩为

$$dM_i = \frac{D}{2} b_{11} i_{2i} L d\alpha \quad (12)$$

整个电机的瞬时力矩为

$$\begin{aligned} M_i &= -P \int_0^{2\pi} dM_i = -\frac{D}{2} B_{11} P F_1 L \int_0^{2\pi} \cos(\alpha - \omega t - \phi_1) \sin(\alpha \pm i\omega t - \phi_i) d\alpha = \\ &= -\frac{\pi}{2} P^2 F_1 F_i \lambda \sin[(1 \pm i)\omega t - \phi_1 - \phi_i] \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)即为造成电机低速脉动、转速不稳定的转矩,脉动转矩的幅值与 F_i 成正比,脉动频率为 $(1 \pm i)\omega$,当电机速度很低时,脉动频率亦低,如存在低次大幅值的 U_i ($i \neq 3K$),将造成电机严重的速度波动。

由式(13)可以求出电机总的瞬时交变转矩为

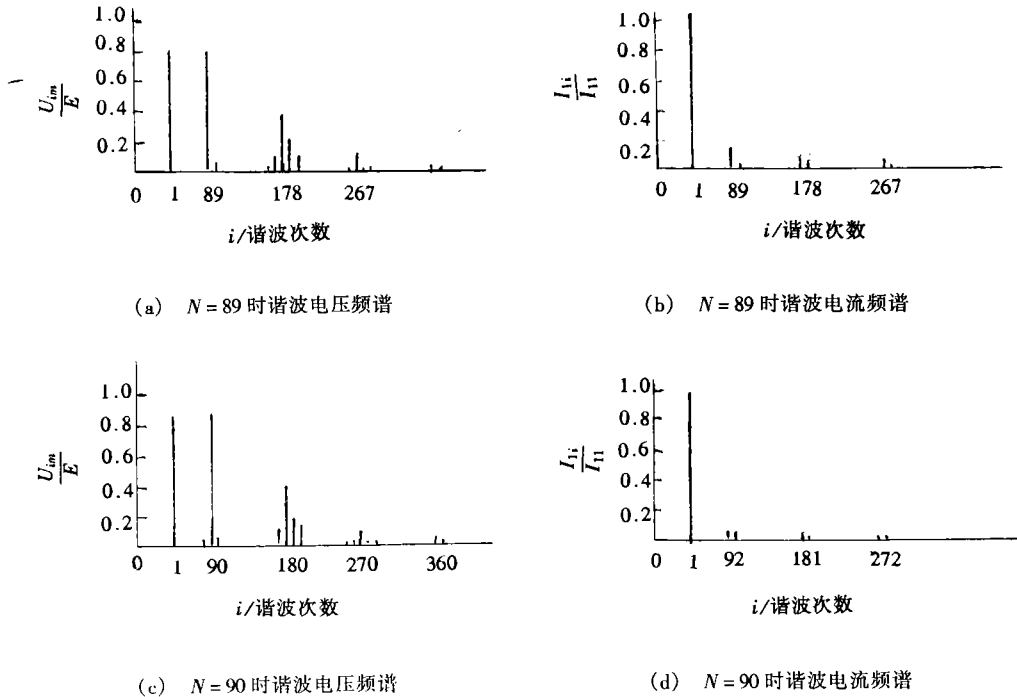
$$M = \sum_{i \neq 3K} M_i = -\sum_{i \neq 3K} \frac{\pi}{2} P^2 F_1 F_i \lambda \sin[(1 \pm i)\omega t - \phi_1 - \phi_i] \quad (14)$$

3 实验与结果

为比较计算与实验结果以及不同参数的 PWM 波对电机性能的影响,我们研制的变频器采用了正弦畸变率较小,但计算较复杂的自然采样法生成 PWM 波,死区时间设定为 $3.5 \mu\text{s}$,图 2 为其中两组实测频谱图。实验用异步电机为 7.5 kW,运行频率为 40 Hz 的两组 PWM 波的调制深度 $D = 0.8$,负载相同,调制比分别为 $N = 89$ 和 $N = 90$ 。

图 2 中, I_{11} 为对应定子基波电流有效值, U_{1m} 为谐波电压幅值。分析图 2 可见两组电压波形的畸变率几乎没有差别,最大谐波电压幅值均为 $0.8E$ (E 为逆变器直流侧电压),其次数恰为调制比 N ,而次数小于 N 的谐波电压几乎不存在。当 $N = 90$ 时,定子电流正弦畸变率实测为 3.62% ,计算为 3.11% ;而 $N = 89$ 时,实测定子电流正弦畸变率则达 7.11% ,计算为 7.35% 。虽然两组波形生成方式一样,调制频率相差无几,但电流正弦畸变率有较大差别,这是因为当 $N = 89$ 时, $i = 3 \times 30 - 1 = 89$ 次谐波电压,即最大幅值谐波电压产生了相应次数的谐波电流,而当 $N = 90$ 时, $i = 90$ 次谐波电压(幅值也是 $0.8E$)不产生相应次数的谐波电流及各种转矩及损耗。

综上所述,本文介绍的感应电动机谐波电流、转矩、损耗的计算方法,可用于工程预估,指导 PWM 波生成。

图2 谐波电压、电流频谱(i 为谐波次数)

参 考 文 献

- 1 李永东. 脉宽调制(PWM)技术——回顾、现状及展望. CAVD'95 论文集, 中国大连, 1995:1 067~1 089
- 2 Van Der Broeck H W Skudelny H CH. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. IEEE Trans on IA. 1988, 24(1):142~150
- 3 陈其工. 变频调速异步电机模型研究. 微特电机, 1996(2):2~4

Methods for Calculating and Restraining Steady Harmonic Current and Torque of Induction Motor Equipped with VVVF Converter

Chen Qigong

(Anhui Institute of Mechanical and Electrical Engineering Wuhu 241000)

Abstract The harmonic magnetic field under steady operation is analyzed, with computation methods for harmonic current and ripple torque of the induction motor obtained. Analysis shows that the $3K$ th harmonic voltage does not initiate the harmonic current and torque while the $(3K - 1)$ th harmonic voltage not only produces the same harmonic current and ripple torque as the $(3K - 2)$ th harmonic voltage, but also adds a reverse torque to the fundamental and causes a loss. Experiments proves the correctness and effectiveness of the calculating results. Finally, a solution to restraining the harmonic current and ripple torque is suggested, ie a larger modulation frequency ratio of $3K$ is to be adopted, as it is used in SPWM.

Key words variable frequency speed regulation; induction motor; harmonic current; harmonic torque