

永磁电机矢量控制下逆变器母线电流频谱分析

吴志红^{1,2}, 陈国强¹, 朱元²

(1. 同济大学 汽车学院, 上海 201804; 2. 同济大学 中德学院, 上海 200092)

摘要: 逆变器直流母线电流频谱的准确解析是对电磁干扰进行分析及母线电容选取的重要理论基础. 针对永磁同步电机(PMSM)作为负载时逆变器直流母线电流频谱的数学表达和理论求解方法分析了相电压基波和高次谐波对应的等效阻抗, 结果表明: 非凸极 PMSM 各次谐波对应的视在电感相等并且恒定; 凸极 PMSM 的基波电流可以在直轴和交轴上进行相量分解, 其对应电感为直轴和交轴电感, 高次谐波对应的电感随着转子的位置变化. 理论计算时可以通过忽略高次谐波或取平均电感的方法来进行近似. 给出了母线电流频谱计算的方法与过程. 仿真和实验都证明了本文方法及公式的正确性和有效性.

关键词: 永磁同步电机(PMSM); 母线电流; 频谱; 逆变器; 矢量控制

中图分类号: TM46

文献标识码: A

Inverter DC Link Current Spectrum Analysis for PMSM Based on Vector Control

WU Zhihong^{1,2}, CHEN Guoqiang¹, ZHU Yuan²

(1. College of Automotive Studies, Tongji University, Shanghai 201804, China; 2. Chinese-German School for Postgraduate Studies, Tongji University, Shanghai 200092, China)

Abstract: The accurate analysis of the inverter direct current (DC) link current is the key to the assessment of the electromagnetic interference and computation and selection of the DC link capacitance. Aiming at the mathematical expression and solving method to the inverter DC link current for permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on vector control, the paper presents an analysis of the corresponding equivalent inductances for the fundamental wave and the high order harmonics of the phase voltage. The results show that the equivalent inductances for all the harmonic waves of the salient pole PMSM are equal and constant, the equivalent inductances for the high order harmonics of non-salient PMSM are changeable with the rotator position, and the fundamental wave can be decomposed

on the d -axis and q -axis by phasor synthesis and the corresponding inductances are d -axis inductance and q -axis inductance. In the theoretical computation, the high order inductances can be regarded as a constant through averaging method or the high order harmonics can be abandoned. The correctness and effects are verified through the simulation and experiment.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); DC link current; spectrum; inverter; vector control

电动汽车具有污染小、能源利用率高和能源来源多元化等优点,是现代汽车工业发展的方向之一. 永磁同步电机具有启动转矩大、能量密度高、效率高等优点,在电动汽车上得到了广泛应用. 基于两电平三相逆变器的空间矢量调制(space vector PWM, SVPWM)把电机与逆变器看作整体,以获得圆形磁链为目的,具有直流电压利用率高、谐波小、数字实现方便等特点. SVPWM以“伏秒平衡”为原则,在获得需要的基波电压的同时不可避免地带来谐波^[1]. 相电流、直流母线电流都含有丰富的谐波分量. 直流母线电流中的谐波分量主要流经母线电容,谐波的频谱成分和大小对电磁干扰、电池和电容的寿命等起着决定性作用^[2]. 因此,直流母线电流频谱的研究对逆变器的设计和选型具有重要的理论意义和实用价值. 很多文献对此都进行了不同程度的研究,文献[3]给出了两电平逆变器母线电流求解的计算方法,并对两相和三相正弦 PWM 策略下母线电流进行了实验及理论计算并对比分析. 文献[2]对母线电流也进行了研究,包括多电平逆变器的情况. 但是这些研究都不是针对 PMSM 作为负载的情况. 当 PMSM 作为负载时,电路中的电感已经不再是相电感,加上反电动势的存在使得计算变得复杂化. 尤其是对凸极式 PMSM,电感随着转子变化,问题将变得更加复

杂. 因此本文对此进行深入研究.

1 直流母线电流的形成

在如图 1 所示的两电平三相逆变器中, 瞬时输出总是 8 个基本电压矢量之一^[4-5]. 相电流的流经路径不仅取决于开关状态, 还取决于电流方向, 即电流可通过开关管, 也可通过二极管. 图 1 给出开关状态为(100)的情况下母线电流的组成. 图中: U_{DC} 为直流 (direct current, DC) 母线电压; i_A, i_B, i_C 为三相电流; VT1~VT6 为开关管; VD1~VD6 为二极管.

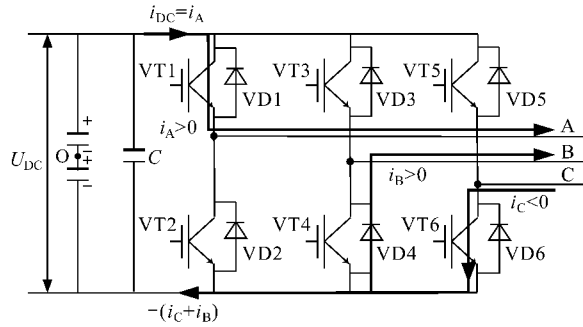


图 1 (100) 时直流母线电流的组成

Fig.1 DC link current when (100) works

如果三相的开关函数分别为 F_A, F_B, F_C , 则直流母线电流 i_{DC} 可表示为^[2-3,6]

$$i_{DC} = F_A i_A + F_B i_B + F_C i_C \quad (1)$$

开关函数只有 0 和 1 两个逻辑状态^[5]. 当开关状态为(000)或(111)即零电压矢量作用时, 直流母线电流为零, 此处称为零电流. 直流母线电流是相电流与零电流之间不断切换的结果^[5-9].

2 PMSM 的等效阻抗

2.1 非凸极 PMSM 的阻抗

三相定子绕组的磁链 ψ_A, ψ_B, ψ_C 为

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{fA} \\ \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s0} & -M_{s0} & -M_{s0} \\ -M_{s0} & L_{s0} & -M_{s0} \\ -M_{s0} & -M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s2} \cos 2\theta & -M_{s2} \cos 2(\theta + \pi/6) & -M_{s2} \cos 2(\theta + 5\pi/6) \\ -M_{s2} \cos 2(\theta + \pi/6) & L_{s2} \cos 2(\theta - 2\pi/3) & -M_{s2} \cos 2(\theta - \pi/2) \\ -M_{s2} \cos 2(\theta + 5\pi/6) & -M_{s2} \cos 2(\theta - \pi/2) & L_{s2} \cos 2(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: L_{s0} 和 L_{s2} 分别为定子各相自感的平均值和二次谐波幅值; M_{s0} 和 M_{s2} 分别为定子两相之间互感的平均值和二次谐波幅值; 在理想电机的假设条件下, $M_{s2} = L_{s2}$, $M_{s0} \approx L_{s0}/2$; θ 为转子直轴与 A 相轴线间

式中: L_A, L_B, L_C 为自感, $L_A = L_B = L_C$; $L_{AB}, L_{AC}, L_{BA}, L_{BC}, L_{CA}, L_{CB}$ 为互感; $\psi_{fA}, \psi_{fB}, \psi_{fC}$ 为永磁体在定子中的磁链. 电感矩阵 L_{ss} 可表示为^[4]

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{s0} + L_{m1} & -L_{m1}/2 & -L_{m1}/2 \\ -L_{m1}/2 & L_{s0} + L_{m1} & -L_{m1}/2 \\ -L_{m1}/2 & -L_{m1}/2 & L_{s0} + L_{m1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: L_{s0} 为漏感; L_{m1} 为励磁电感.

根据三相电流之和为零可得

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & & \\ & L_s & \\ & & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{fA} \\ \psi_{fB} \\ \psi_{fC} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: 同步电感 L_s 为

$$L_s = L_{s0} + 3L_{m1}/2 \quad (5)$$

则定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{fA} \\ e_{fB} \\ e_{fC} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: u_A, u_B, u_C 为相电压; R_s 为相电阻; t 为时间; e_{fA}, e_{fB}, e_{fC} 为永磁体励磁场产生的相反电动势.

尽管同步电感由三相共同作用形成, 但在稳态时从表面上看它充当了每相自感的角色^[10]. L_{ss} 为对角矩阵, 实现了三相解耦, 为三相电流单独分析提供了巨大的便利. 等效电路如 2. 图中: \dot{U}_s 为相电压相量; \dot{E}_0 为空载反电动势相量.

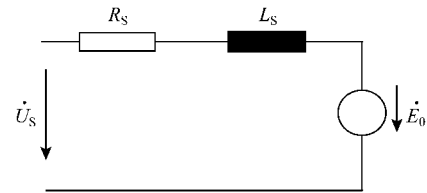


图 2 非凸极 PMSM 每相的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of the non-salient pole PMSM

2.2 凸极 PMSM 的阻抗

定子的电感矩阵为^[10-11]

$$\begin{bmatrix} L_{s0} & -M_{s0} & -M_{s0} \\ -M_{s0} & L_{s0} & -M_{s0} \\ -M_{s0} & -M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s2} \cos 2\theta & -M_{s2} \cos 2(\theta + \pi/6) & -M_{s2} \cos 2(\theta + 5\pi/6) \\ -M_{s2} \cos 2(\theta + \pi/6) & L_{s2} \cos 2(\theta - 2\pi/3) & -M_{s2} \cos 2(\theta - \pi/2) \\ -M_{s2} \cos 2(\theta + 5\pi/6) & -M_{s2} \cos 2(\theta - \pi/2) & L_{s2} \cos 2(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (7)$$

的夹角(电角度).

矩阵(7)无法根据三相电流之和为零等条件转化为对角线形式. 则非凸极 PMSM 的电压方程无法化简为式(6)的形式. 设 β 为电流矢量与 d 轴的夹

角. 则当 β 为 π 的整数倍, 即 $i_q=0$ 时

$$\frac{d\psi_A}{dt} = \left(\frac{3}{2}L_{s0} - \frac{3}{2}L_{s2} \right) \frac{di_A}{dt} + e_{fA} \quad (8)$$

当 β 为 $\pi/2$ 的奇数倍, 即 $i_d=0$ 时

$$\frac{d\psi_A}{dt} = \left(\frac{3}{2}L_{s0} + \frac{3}{2}L_{s2} \right) \frac{di_A}{dt} + e_{fA} \quad (9)$$

令

$$\begin{cases} i_{Ad} = i_A \cos\theta \\ i_{Aq} = -i_A \sin\theta \end{cases} \quad (10)$$

则 A 相电流矢量 i_{As} 可表示为

$$i_{As} = i_{Ad} + ji_{Aq} \quad (11)$$

则 A 相电压矢量可表示为

$$u_A = R_s i_{As} + \frac{d\psi_A}{dt} = R_s (i_{Ad} + ji_{Aq}) +$$

$$L_d \frac{di_{Ad}}{dt} + jL_q \frac{di_{Aq}}{dt} + e_{fA} = (R_s i_{Ad} + L_d \cdot \frac{di_{Ad}}{dt}) + j(R_s i_{Aq} + L_q \frac{di_{Aq}}{dt}) + e_{fA} \quad (12)$$

式中: e_{fA} 为 A 相空载电动势矢量; L_d, L_q 为 d, q 轴电感.

在正弦稳态下, 可用时间相量表示为

$$\begin{aligned} \dot{U}_A &= (R_s \dot{I}_{Ad} + j\omega L_d \dot{I}_{Ad}) + (R_s \dot{I}_{Aq} + j\omega L_q \dot{I}_{Aq}) + \\ &jE_0 = \dot{U}_{Ad} + \dot{U}_{Aq} + \dot{E}_A \end{aligned}$$

式中: $\dot{I}_{Ad}, \dot{I}_{Aq}$ 为 d, q 轴的电流相量; E_0 为空载电动势的有效值; $\dot{U}_{Ad}, \dot{U}_{Aq}$ 为 d, q 轴的电压相量; \dot{E}_A 为空载反电动势相量; ω 为相电流基波的电角速度. 则时间相量图如图 3 所示. B, C 两相的相量图与此相似, 只不过是相位上依次相差 $2\pi/3$.

对于凸极 PMSM 来说, 相电阻可以认为是恒定的. 在 $i_d=0$ 控制策略下, 基波的等效电感可认为是恒定的, 为 q 轴电感; 当不采用 $i_d=0$ 控制时, 可将相电压分解为 d, q 轴两相电压, 这两相电压的基波

对应的电感分别是 d, q 轴电感. 而高次谐波对应的电感随着转子位置在不断变化.

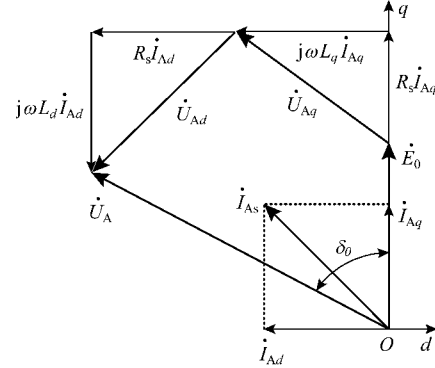


图 3 凸极式 PMSM 时间相量

Fig.3 Phasor diagram of salient PMSM

3 母线电流频谱计算

3.1 公式推导

输出相电压 V_{AO} 的级数展开形式如下^[1]:

$$\begin{aligned} V_{AO} &= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{0n} \cos n(\omega_0 t + \theta_0) + B_{0n} \sin n(\omega_0 t + \theta_0)] + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} [A_{m0} \cos m(\omega_c t + \theta_c) + B_{m0} \sin m(\omega_c t + \theta_c)] + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{ A_{mn} \cos [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] + \\ &B_{mn} \sin [m(\omega_c t + \theta_c) + n(\omega_0 t + \theta_0)] \} \quad (14) \end{aligned}$$

式中: m 为载波的索引变量; n 为基波的索引变量; A_{mn}, B_{mn} 为谐波系数; A_{00} 为直流偏置的 2 倍; ω_0 为调制波的角频率; ω_c 为载波的角频率; θ_0 为基波的相位偏移角; θ_c 为载波的相位偏移角.

谐波系数可以用傅里叶级数展开法或二重傅里叶变换来求^[1]. 直流偏置为零, 其他谐波系数为

$$\begin{aligned} A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{4U_{DC}}{q\pi^2} \left\{ \frac{\pi}{6} \sin \left[(q+n) \frac{\pi}{2} \right] \left[J_n \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left(n \frac{\pi}{6} \right) J_n \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] + \right. \\ &\frac{1}{n} \sin \left(q \frac{\pi}{2} \right) \cos \left(n \frac{\pi}{2} \right) \sin \left(n \frac{\pi}{6} \right) \left[J_0 \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) - J_0 \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right] \Big|_{n \neq 0} + \\ &\sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n+k} \sin \left[(q+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n+k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n+k) \frac{\pi}{6} \right] \times \right. \\ &\left. \left\{ J_k \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n+3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right\} \right\} + \\ &\sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n-k} \sin \left[(q+k) \frac{\pi}{2} \right] \cos \left[(n-k) \frac{\pi}{2} \right] \sin \left[(n-k) \frac{\pi}{6} \right] \times \right. \\ &\left. \left\{ J_k \left(q \frac{3\pi}{4} M \right) + 2 \cos \left[(2n-3k) \frac{\pi}{6} \right] J_k \left(q \frac{\sqrt{3}\pi}{4} M \right) \right\} \right\} \quad (15) \end{aligned}$$

式中: M 为调制系数; $q = m + n(\omega_0/\omega_c)$; $J_k(\cdot)$ 为贝塞尔函数

$$J_k(x) = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l}{2^{2l+k} l! (k+l)!} x^{2l+k} \quad (16)$$

相电压 V_{AO} 还可以表示为

$$V_{AO} = U_{DC} \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j\theta_k} \quad (17)$$

式中: U_{DC} 为直流母线电压; C_k 和 θ_k 可由式(14)和(15)得到。

对于三相对称中线浮空的星形连接的 PMSM, 并非所有的谐波电压都会引起谐波电流, 但是此处仍将相电流表示为

$$i_A = U_{DC} \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j\theta_k} / Z_k \quad (18)$$

式中: Z_k 为第 k 次谐波对应的阻抗, 为

$$Z_k = R_s + jk\omega L_k \quad (19)$$

式中: L_k 为第 k 次谐波对应的电感, 对非凸极 PMSM, $L_k = L_s$; 对凸极 PMSM, Z_k 变得很复杂。

由于电机三相无中线引出, 所以三相电流之和为零, 则

$$\begin{aligned} i_{DC} &= F_A i_A + F_B i_B + F_C i_C - (i_A + i_B + \\ & i_C)/2 = (F_A - 1/2) i_A + (F_B - \\ & 1/2) i_B + (F_C - 1/2) i_C \end{aligned} \quad (20)$$

因此, 也可认为在开关函数中无直流分量, 此时开关函数与相电压(以图 1 中直流电源的名义中性点 O 为基准)的级数表达式仅相差一个大小为直流母线电压的比例因子。

因为三相对称, 并且三相基波互相相差 $2\pi/3$, 所以可以改进文献[3]中的公式进行母线电流的理论求解。不考虑空载反电动势, 则直流母线电流为

$$\begin{aligned} i_{DC0} &= U_{DC} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(C_m e^{jm\theta} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{C_n e^{jn\theta}}{Z_n} \right) + \\ & U_{DC} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(C_m e^{j(m\theta - \frac{2}{3}m\pi)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \frac{e^{j(n\theta - \frac{2}{3}n\pi)}}{Z_n} \right) + \\ & U_{DC} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(C_m e^{j(m\theta - \frac{4}{3}m\pi)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \frac{e^{j(n\theta - \frac{4}{3}n\pi)}}{Z_n} \right) = \\ & 3U_{DC} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{C_n C_m}{Z_n} e^{j3s'\theta} \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $n \neq 3s, s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots; m + n = 3s', s' = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 。

空载电动势等效抵消掉的直流母线电流为

$$\begin{aligned} i_{EMF} &= \frac{E_1}{Z_1} e^{-j\delta_\theta} \left[e^{j\theta} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (C_m e^{jm\theta}) + \right. \\ & \left. e^{j(\theta - \frac{2}{3}\pi)} \sum_{m=-\infty}^{\infty} (C_m e^{j(m\theta - \frac{2}{3}m\pi)}) + e^{j(\theta - \frac{4}{3}\pi)} \cdot \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} (C_m e^{j(m\theta - \frac{4}{3}m\pi)}) \right] + \frac{E_{-1}}{Z_{-1}} e^{j\delta_\theta} \left[e^{-j\theta} \cdot \right. \\ & \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} (C_m e^{jm\theta}) + e^{-j(\theta - \frac{2}{3}\pi)} \cdot \right. \\ & \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} (C_m e^{j(m\theta - \frac{2}{3}m\pi)}) + e^{-j(\theta - \frac{4}{3}\pi)} \cdot \right. \\ & \left. \sum_{m=-\infty}^{\infty} (C_m e^{j(m\theta - \frac{4}{3}m\pi)}) \right] = 3 \frac{E_1}{Z_1} e^{-j\delta_\theta} \cdot \\ & \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j(m+1)\theta} + 3 \frac{E_{-1}}{Z_{-1}} e^{j\delta_\theta} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j(m-1)\theta} \end{aligned} \quad (22)$$

其中: E_1 和 E_{-1} 为每相空载反电动势幅值的 $1/2$; δ_θ 为定子电压矢量超前 q 轴的角度。则直流母线电流为

$$i_{DC} = i_{DC0} - i_{EMF} \quad (23)$$

对于凸极式 PMSM, 采用 $i_d = 0$ 控制策略时基波电压对应的等效电感为 L_q , 而高次谐波对应的电感随着转子的位置不断变化。当 $i_d \neq 0$ 时, 基波可以在 d, q 2 个方向进行分解, 对应的等效电感分别为常数 L_d 和 L_q , 而高次谐波对应的电感仍然是随着转子的位置不断变化。因此, 无法直接用面贴式 PMSM 时的求解公式进行计算, 但是可以采用 2 种方法进行近似: ①忽略高次谐波, 只考虑基波; ②将高次谐波对应的等效电感进行近似化处理, 用一个确定的值代替。通过这种近似处理就可以对非凸极 PMSM 用计算方法进行母线电流频谱分析。

3.2 计算过程

在求解相电压谐波系数及母线电流频谱的过程中需要调制系数 M 、载波比 Q 、定子电压矢量与空载电动势矢量间的夹角 δ_θ 等参数。当 PMSM 稳态时, 由电磁转矩 T_e 、极对数 p 以及 d, q 轴电感 L_d 与 L_q 、速度 ω 、永磁体励磁磁链 ψ_f 和开关频率 f_s , 根据电机的机械方程、电压方程等可以求得相关参数, 其过程如图 4 所示。图中: u_d, u_q 为 d, q 轴电压; i_d, i_q 为 d, q 轴电流; E 为空载反电动势。

4 实验及分析

4.1 实验 1

参数为: $R_s = 0.0113 \Omega$, $L_s = 0.0002295 \text{ H}$, $p = 4$, $\psi_f = 0.08424 \text{ Wb}$, $U_{DC} = 300 \text{ V}$, $f_s = 10000 \text{ Hz}$, 采用 $i_d = 0$ 控制, 稳态转速为每分钟 2500 转, $T_e = 20 \text{ N} \cdot \text{m}$, 则 $\omega = 1047.2 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $Q = \omega_c / \omega = 60$, 根据图 4 所示的计算过程, 可以计算得 $i_q = 39.57 \text{ A}$, $u_q = 88.66 \text{ V}$, $u_d = -9.51 \text{ V}$, $|u_s| = 89.17 \text{ V}$, $M = 0.5945$, $E = 88.22 \text{ V}$, $\delta_\theta = 0.1068$ 。

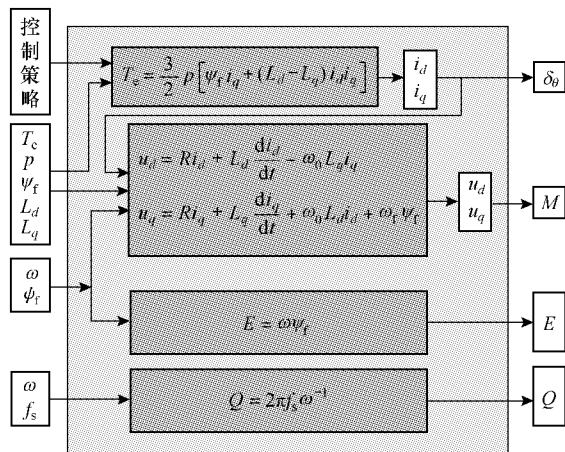


图4 直流母线电流频谱计算所需参数求解过程

Fig. 4 Computation procedure for required parameters in DC link current spectrum computation

计算与仿真结果如图5.二者之间的微小差异主要来自仿真误差和理论计算时无穷项的有限项截断误差.幅值最大的谐波在开关频率的2倍处,这由SVPWM脉冲电压的对称性引起的;其母线电流在一个PWM开关周期内在某种程度上也是对称的.

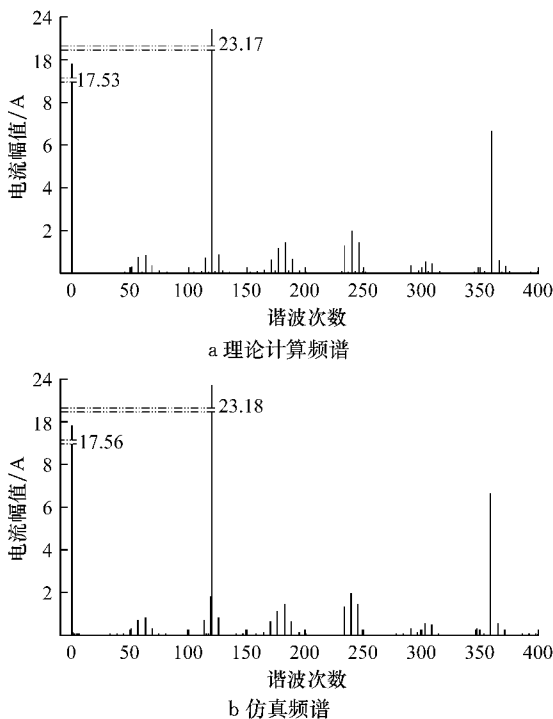


图5 非凸极PMSM直流母线电流的频谱

Fig.5 DC link current spectra of salient PMSM

尽管逆变器输出电压的频谱在开关频率的整数倍附近具有较大的幅值(如图6a),但是当谐波频率高时感抗也很大,此时谐波幅值大幅降低,如图6b的相电流所示.若忽略高次谐波,只考虑逆变器输出

的基波电压,则计算会产生如图7所示的误差,但图中给出的只是误差的幅值,二者的相位未必相同.

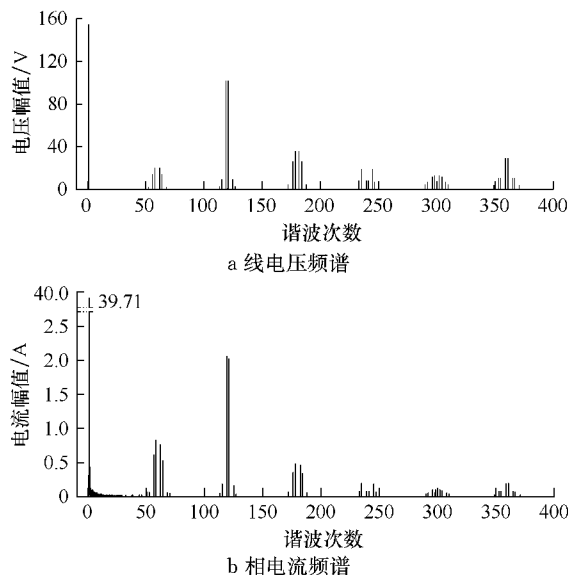


图6 线电压和相电流频谱

Fig.6 Line voltage and phase current spectra

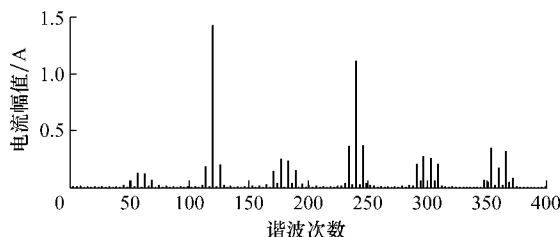


图7 谐波对直流母线电流频谱的贡献值

Fig.7 DC link current spectrum components from high order harmonics

最大绝对误差出现在载波比的2倍次谐波处,这与母线电流在此处谐波幅值最大是一致的.在载波比4倍次频率处相对误差较大,超过50%.主要原因可由式(20)进行解释.该式为时域内每相电流与开关函数进行乘积,并将三相乘积相加.在频域内则为每相电流的频谱与开关函数频谱的卷积,并将三相求得的卷积结果相加.在进行卷积运算时,2倍载波比处的电流谐波与2倍载波比处开关函数谐波合成的结果主要落在直流母线频谱的4倍载波比处.而电流和开关函数在2倍载波比处谐波的幅值最大,忽略高次谐波必然导致此频率处的谐波误差最大.

4.2 实验2

参数为: $R_s = 0.011\ 3\ \Omega$, $L_d = 0.000\ 175\ \text{H}$, $L_q = 0.000\ 284\ \text{H}$, $p = 4$, $\psi_f = 0.084\ 24\ \text{Wb}$, $U_{DC} = 200\ \text{V}$, $f_s = 10\ 000\ \text{Hz}$.采用 $i_d = 0$ 控制,稳态转速为每分钟2 500转, $T_e = 6.6\ \text{N} \cdot \text{m}$.则 $\omega = 1\ 047.2$

$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $Q=60$, 可以计算得 $i_q=13.125 \text{ A}$, $u_q=88.36 \text{ V}$, $u_d=-3.90 \text{ V}$, $|u_s|=88.45 \text{ V}$, $M=0.8845$, $E=88.22 \text{ V}$, $\delta_0=0.0441$.

理论计算与实验结果如图8. 二者的一致程度较好, 存在的差异来自多方面的因素. 在进行理论公式推导和计算的过程中, 假设逆变器、导线、PMSM等都是理想的. 实际系统中的死区效应、导线的寄生电感、PMSM的电感和电阻随工作环境的变化等都使得实际的参数和理论参数之间存在差异, 这些都会引起误差. PMSM控制中的速度波动也会使实验测得的直流母线电流进行频谱分时出现误差.

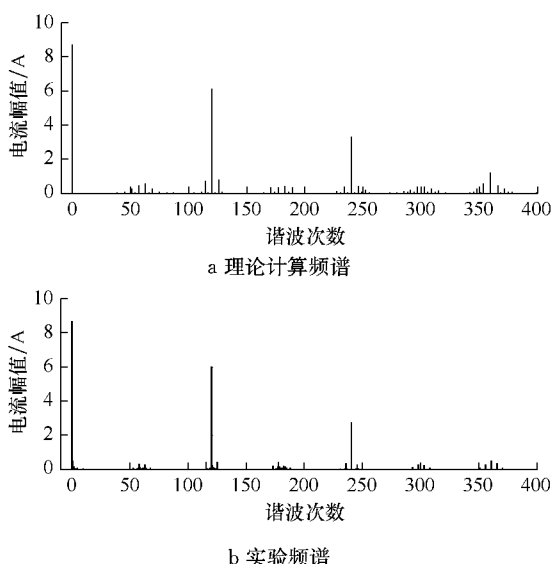


图8 凸极式PMSM为负载时母线电流频谱
Fig.8 DC current spectra with the load of a salient pole PMSM

5 结论

(1)在两电平三相逆变器中直流母线电流的频谱为每相电流的频谱与开关函数频谱的卷积, 并将三相求得的卷积结果相加. 计算机仿真及实验结果与理论计算的结果一致性都很好, 证明了理论计算方法的有效性与正确性. 为电动汽车电池工作状态的监测、直流母线电容的正确选取与寿命估计提供了理论依据.

(2)对非凸极PMSM, 基波与高次谐波对应的视在电感是相同的; 对于凸极PMSM, 基波电流需要在直轴和交轴进行相量分解, 对应的视在电感为直轴电感和交轴电感, 是固定不变的; 而高次谐波对应的电感随着转子的位置在变化, 可以采用忽略高次谐波或用平均电感替代的方法进行近似也可获得令人满意的效果.

参考文献:

- [1] D Grahame Holmes, Thomas A Lipo. 电力电子变换器PWM技术原理与实践[M]. 周克亮, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2010.
D Grahame Holmes, Thomas A Lipo. Pulse width modulation for power converters: principles and practice [M]. Translated by ZHOU Keliang. Beijing: Posts & Telecom Press, 2010.
- [2] Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes. A general analytical method for calculating inverter DC-link current harmonics[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(5):1581.
- [3] Evans P D, Hill-Cottingham R J. DC link current in PWM inverters[J]. IEE Proceedings B: Electric Power Applications, 1986, 133(4):217.
- [4] 王成元, 夏加宽, 杨俊友, 等. 电机现代控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
WANG Chengyuan, XIA Jiakuan, YANG Junyou, et al. Modern control technique of electrical machines [M]. Beijing: China Machine Press, 2006.
- [5] 张晓东. 基于PWM有源逆变器的内反馈串级调速系统的仿真研究[D]. 北京: 华北电力大学控制与计算机学院, 2010.
ZHANG Xiaodong. Simulation research on cascade speed control system of inner-feed back motor controlled by PWM inverter [D]. Beijing: North China Electric Power University. School of Control and Computer Engineering, 2010.
- [6] Mariscotti A. Analysis of the DC-link current spectrum in voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(4):484.
- [7] Marcetic Darko P, Adzic Evgenije M. Improved three-phase current reconstruction for induction motor drives with DC-Link shunt[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7):2454.
- [8] Ha Junglk. Current prediction in vector-controlled PWM inverters using single DC-link current sensor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(2):716.
- [9] GU Yikun, NI Fenglei, YANG Dapeng, et al. A novel phase current reconstruction method using a single DC-link current sensor[C]//2009 International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA2009). Changchun: IEEE Computer Society Press, 2009: 4874-4879.
- [10] Fitzgerald A E, Charles Kingsley, Jr., Stephen D. Umans. 电机学[M]. 刘新正, 苏少平, 高琳, 译. 北京: 电子工业出版社, 2004.
Fitzgerald A E, Charles Kingsley, Stephen D Umans. Electric machinery[M]. Translated by LIU Xinzhen, SU Shaoping, GAO Lin. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004.
- [11] 汤蕴璆, 张奕黄, 范瑜. 交流电机动态分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
TANG Yunmu, ZHANG Yihuang, FAN Yu. AC machine dynamic analysis [M]. Beijing: China Machine Press, 2004.