

基于 ANF 的共直流母线 OW-PMSM 低次谐波抑制研究

张 为, 顾萍萍, 马雨新, 雷子奇, 赵朝会*

(上海电机学院 电气学院 上海 201306)

Research on Low Harmonic Suppression of OW-PMSM Based on ANF with the Common DC Bus

ZHANG Wei, GU Pingping, MA Yuxin, LEI Ziqi, ZHAO Chaohui*

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: Aiming at the low harmonics caused by open winding permanent magnet synchronous motor (OW-PMSM) with the common DC bus, the adaptive notch filter (ANF) based on the least mean square (LMS) algorithm is adopted to control the 3rd, 5th, and 7th harmonics in the system. And, an ANF based on the LMS algorithm is used to suppress the 3rd, 5th and 7th harmonics in the system. Firstly, the mechanism of the low harmonics generation in the OW-PMSM is analyzed. Then, with the help of Matlab/Simulink, a 120° decoupling modulation strategy is explored to eliminate the zero-sequence currents caused by the modulation on the inverter side, and the ANF is used to extract the harmonics of the corresponding frequencies in the system, and the extracted harmonics are compensated into the current loop. More, the low harmonics caused by nonlinear factors are suppressed. Finally, the simulation and experimental results show that the contents of the 3rd, 5th, and 7th harmonics in the system are significantly reduced by adopting the ANF.

Key words: the common DC bus; open winding permanent magnet synchronous motor; adaptive notch filter; the 3rd, 5th, and 7th harmonics

摘 要: 针对共直流母线开绕组永磁同步电机 (OW-PMSM) 非线性因素引起的低次谐波, 采用基于最小均方 (LMS) 算法的自适应陷波器 (ANF) 对系统中 3 次、5 次、7 次谐波进行抑制。首先, 分析了 OW-PMSM 中低次谐波产生的机理; 然后, 借助 Matlab/Simulink 探讨了 120° 解耦调制策略消除逆变器侧调制引起的零序电流, 研究了 ANF 提取系统中相应频次的谐波, 将提取的电流谐波补偿到电流环中; 再次, 抑制了由非线性因素等引起的低次

谐波; 最后, 仿真及试验结果表明, 采用 ANF 后系统中 3 次、5 次、7 次谐波含量明显降低。

关键词: 共直流母线; 开绕组永磁同步电机; 自适应陷波器; 3 次、5 次、7 次谐波

0 引言

开绕组永磁同步电机 (Open Winding Permanent Magnet Synchronous Motor, OW-PMSM) 将传统永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 的中性点打开并采用两个逆变器为绕组供电, 使得输出功率提高、电压利用率提升, 因此适用于大功率的应用场所, 如大功率机床、电动汽车及风力发电等领域^[1]。根据供电方式不同, OW-PMSM 拓扑结构可分为隔离直流母线型和共直流母线型^[2]。其中共直流母线的拓扑结构由于仅需要一个直流电源供电, 减少了系统的成本和体积, 而受到市场的青睐。但是, 由于共直流母线 OW-PMSM 驱动器中存在零序通路, 所以系统中存在零序电流, 使得系统中损耗增加、控制效率降低, 故国内外学者致力于系统中电流谐波抑制研究。

文献[3]详细分析了 OW-PMSM 中零序电流的来源, 为了抑制系统中由反电动势、交叉耦合电压及逆变器非线性寄生效应引起的 3 次谐波, 采用了自适应比例谐振控制器对 3 次谐波进行抑制。文献[4]分析了 PMSM 系统中谐波磁链及死区引起的 5 次、7 次电流谐波, 采用拉格朗日插值法逼近分数阶重复控制器抑制系统中相应频次谐

波。文献[5]提出了零矢量再分配方法来控制零序电流,通过使用比例积分谐振(Proportional Integral and Resonant, PIR)调节器提取零序电流中的 3 次谐波,通过对零序电流的闭环控制调节零矢量作用时间使系统中的零序电流降低,但其仅将零序反电动势作为主要的零序干扰源。文献[6]针对绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)死区及管压降引起的电机谐波,通过坐标变换将定子电流中的 5 次、7 次谐波转换为直流分量,通过比例积分(Proportional Integral, PI)控制得到相应的 dq 坐标系下的补偿量注入系统中,在 PMSM 系统中取得了较好的谐波抑制效果,但是实现过程复杂并且需要调节的参数较多^[7]。文献[8]通过误差电压与电流极性计算出补偿量,抑制由死区引起的谐波。如果不能准确判断电流的极性可能会影响抑制效果^[9],因此为了获得更好的补偿效果通常需要附加额外的检测器或者复杂的信号处理算法。文献[10]使用基于自适应线性神经元(Adaline)的补偿算法,设计了 dq 轴的 Adaline 电流提取器和补偿器。但是提取器和补偿器都需要精确的转子信息,而该方法对参数变化不敏感、具有自整定能力,使得补偿算法复杂,可能导致延迟发生,补偿效果不佳^[11]。

针对谐波的抑制方法,应在不添加额外硬件的前提下使算法尽可能的简单、对系统的依赖性较小。其中基于自适应噪声抵消理论的谐波检测算法由于其较强的自适应能力、对系统的参数变化不敏感等优点在信号处理中得到了广泛的应用^[12]。常用的自适应算法有最小均方(Least Mean Square, LMS)和递归最小二乘法两种,这两种算法对谐波分量的提取效果较好^[13]。相比而言,前者结构更简单,占用的计算时间更少。故本文拟采用基于 LMS 算法的 ANF 针对系统非线性因素引起的 3 次、5 次及 7 次谐波进行抑制以适用于高精度、大功率机床。

本文分析了永磁体磁链及死区对共直流母线 OW-PMSM 谐波的影响。采用 LMS 算法 ANF 对系统中的低次谐波进行检测,基于 ANF 构建了 dq 轴和 0 轴的电流闭环控制。同传统的矢量控制类似, dq 轴中的电流控制分别对应控制磁通量和转矩,而 0 轴中,通过调节双逆变器产生的

零序电压,以控制零序电流。本文介绍了共直流母线 OW-PMSM 的数学模型,分析了双逆变器的解耦调制及死区对零序电流的影响,将 ANF 引入到共直流母线 OW-PMSM 系统中抑制低次谐波。最后,通过搭建仿真平台验证了理论的可靠性。

1 共直流母线 OW-PMSM 的数学模型

共直流母线 OW-PMSM 系统的拓扑结构如图 1 所示,将 PMSM 绕组中性点打开,由逆变器 1(INV1)和逆变器 2(INV2)分别为电机绕组两端供电,其中 INV1 和 INV2 均由左侧的直流电源(U_{dc})供电。

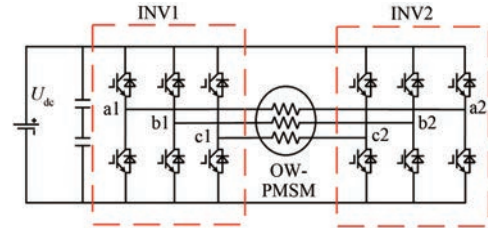


图 1 共直流母线 OW-PMSM 拓扑结构

Fig. 1 Common DC bus OW-PMSM topology

由于该拓扑结构存在零序回路,故必须考虑零序电流对系统带来的影响。同时由于电机受到磁极排列、加工误差及绕组分布等因素的影响,永磁体磁链不仅含有正弦基波分量,通常还含有许多谐波分量,谐波分量随着谐波阶次的增高而逐渐降低。因此,考虑共直流母线 OW-PMSM 系统中 3 次、5 次及 7 次谐波分量的转子磁通绕组的反电动势以 a 相为例,如式(1)所示^[14]:

$$e_a = \frac{d}{dt} \left[\begin{matrix} \psi_{\Omega} \cos \theta_e + \psi_{15} \cos(3\theta_e) + \\ \psi_{15} \cos(5\theta_e) + \psi_{17} \cos(7\theta_e) \end{matrix} \right] \quad (1)$$

式中: ψ_{Ω} 为 i 次磁链的幅值, i 取 1、3、5 及 7; θ_e 代表基波电角度。

因此考虑 3 次、5 次及 7 次谐波的三相静止坐标系下的电流方程可表示为

$$i_a = \left\{ \begin{matrix} i_1 \sin(\omega t + \theta_1) + i_3 \sin[3(\omega t + \theta_3)] + \\ i_5 \sin[5(-\omega t + \theta_5)] + i_7 \sin[7(\omega t + \theta_7)] \end{matrix} \right\} \quad (2)$$

式中: i_i 为电流幅值; θ_i 为谐波电流初相位; ω 为转子机械角速度。

矢量控制中电机模型一般建立在 dq 坐标系下, 因此式(2)在 $dq0$ 轴坐标系下的方程可表示为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0} + i_5 \cos(-6\omega t + \theta'_5) + i_7 \cos(6\omega t + \theta'_7) \\ i_{q0} + i_5 \sin(-6\omega t + \theta'_5) + i_7 \sin(6\omega t + \theta'_7) \\ i_3 \cos(3\omega t + \theta'_3) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: i_{d0} 、 i_{q0} 分别为基波电流经过 dq 变换后的直流分量; θ'_i 为对应阶次谐波电流转换为 $dq0$ 轴下的初相位。

因此由式(3)可以得到在含有谐波分量的基波 $dq0$ 坐标系下的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_{\text{fl}} \\ 3\omega \psi_{\text{f3}} \sin 3\theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: u_x 、 L_x 分别为同步旋转坐标系下各轴的电压和电感, 其中 x 取 d 、 q 、 0 ; R_s 为电阻。

不同于三相星形连接电机, 共直流母线 OW-PMSM 系统中三相电流和不再为 0, 因此在考虑零序电流的共直流母线 OW-PMSM 系统的电磁转矩方程可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \left[\frac{\psi_{\text{fl}} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q}{6\psi_{\text{f3}} \sin(3\theta) i_0} \right] = T_1 + T_0 \quad (5)$$

$$\begin{cases} T_1 = \frac{3}{2} n_p [\psi_{\text{fl}} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ T_0 = -9n_p \psi_{\text{f3}} \sin(3\theta) i_0 \end{cases} \quad (6)$$

式中: n_p 为电机的极数。

可以看出, 在共直流母线 OW-PMSM 系统中, 电磁转矩不仅受常规电磁转矩 T_1 影响, 而且也受到 i_0 和 ψ_{f3} 共同作用的影响。

结合式(3)与(6)可以发现: 5 次、7 次谐波磁链引起的电流畸变经过 dq 坐标变换后以 6 倍频的形式存在于 dq 轴中, 使得 T_1 的转矩脉动增加; 零序电流 i_0 主要以 3 次谐波存在于 0 轴中,

使得 T_0 的转矩脉动增加, 故针对上述低次谐波抑制是必要的。系统中的零序电流受到反电动势零序分量、调制解耦方式及死区的影响, 因此针对零序电流的抑制, 应从这几个方面着手。

2 120°调制解耦策略下的共直流母线 OW-PMSM

2.1 解耦调制方式对零序电流的影响

如图 1 所示, 定子绕组由两逆变器共同供电, 因此电压矢量更具有多样性。若定义开关为 S_{mx} ($m=a, b, c; x=1$ 或 2), 则 $S_{mx}=1$ 代表第 x 个逆变器相应的 m 相上桥臂处于导通状态, 反之当下桥臂处于导通状态时 $S_{mx}=0$ 。将电机三相电压描述为与开关函数相关的方程如式(7)所示:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{a1} - u_{a2} \\ u_{b1} - u_{b2} \\ u_{c1} - u_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{a2} \\ S_{b1} - S_{b2} \\ S_{c1} - S_{c2} \end{bmatrix} U_{dc} \quad (7)$$

由于单逆变器输出的电压矢量包含 8 个基本电压矢量, 从式(7)可以看出系统输出与三电平逆变器的开关状态相同。零序电压 u_0 可由开关函数表示:

$$u_0 = \frac{S_{a1} - S_{a2} + S_{b1} - S_{b2} + S_{c1} - S_{c2}}{3} U_{dc} \quad (8)$$

结合式(7)可知双逆变器可以构成 64 个基本电压矢量, 其中包含了 18 个非零矢量和 1 个零矢量。假设逆变器 1 与逆变器 2 之间的夹角为 γ , 则 a 相电压可以表示为

$$\begin{aligned} V_a &= V_{a1} - V_{a2} = \\ &V_1 \sin(\omega t - \gamma/2) + V_3 \sin(3\omega t - 3\gamma/2) + \\ &V_9 \sin(9\omega t - 9\gamma/2) - V_1 \sin(\omega t + \gamma/2) - \\ &V_3 \sin(3\omega t + 3\gamma/2) - V_9 \sin(9\omega t + 9\gamma/2) \end{aligned} \quad (9)$$

式中: V_1 、 V_3 和 V_9 分别为电压基波分量、3 次谐波及 9 次谐波分量的幅值。

从式(9)看出, 基波 3 次谐波分量和 9 次谐波分量的幅值随偏移角度变化而变化。当 $\gamma = \pm 2\pi/3$ 时, 由逆变器侧产生的 3 次谐波分量和 9 次谐波分量将互相抵消, 即通过 120°解耦合成的参考电压, 可以有效的消除系统中的共模电压, 减少系统中零序电流的存在。当 $\gamma = 2\pi/3$ 时, dq 轴的电压信号被分解为子坐标 d_1q_1 和 d_2q_2 , 如式(10)所示:

$$\begin{bmatrix} u_{d1}^* \\ u_{q1}^* \\ u_{d2}^* \\ u_{q2}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & 1 \\ -1 & \sqrt{3}/3 \\ -\sqrt{3}/3 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^* \\ u_q^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

因此,双逆变器采用 120° 调制解耦时, u_{ref} 被分解为两个大小相同、角度相差 120° 的电压矢量,相应的电压矢量图如图 2 所示。

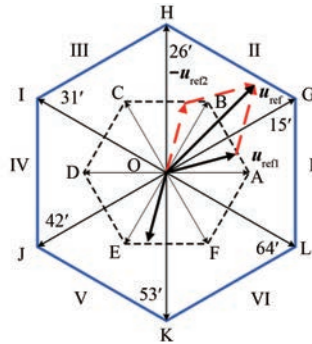


图 2 $\gamma = 120^\circ$ 解耦时逆变器的合成电压矢量

Fig. 2 Synthesized voltage vectors of the inverter for $\gamma = 120^\circ$ decoupling

理想情况下,通过使用 120° 解耦合成的参考电压可以有效地消除由调制策略引起的零序电压。在矢量平面中,将 HIJKLG 分为六个扇区 I 到 VI,如 OLG 构成 I 扇区、OGH 构成 II 扇区等。

2.2 死区对零序电流的影响

将电流的正方向定义为从绕组端子 a1 到绕组端子 a2。

理想情况下,通过双逆变器合成正六边形 HIJKLG 的参考电压不会产生零序电压。但在实际的控制系统中,每当开关状态发生变化时,都需要插入死区,以避免上臂和下臂之间的直接连接。由于死区引起的 5 次和 7 次实际输出的电压与理想电压之间存在的差值与单逆变器永磁同步电机相同,在此不再讨论,着重讨论由拓扑结构特殊性引起的 3 次谐波电流畸变。以 HIJKLG 的 I 扇区为例给出时序图,如图 3 所示。

由于共直流母线 OW-PMSM 系统拓扑结构的高度对称性,因此以 a 相电流为例,以 H 桥的形式进行分析。图 3 中可以看出在 I 到 VI 的任一扇区,IGBT 的开关组合共有 4 种状态,分别为: (0,0)、(1,0)、(1,1) 及 (0,1)。而电流的正负方向才是决定流通路径的关键^[15],不同电流的流通路径如图 4、图 5 所示。

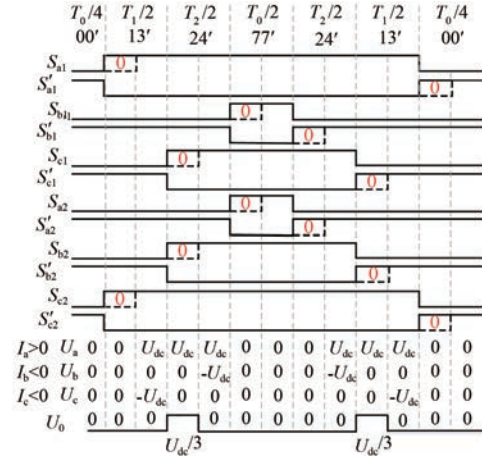


图 3 I 扇区插入死区后时序图

Fig. 3 Timing diagram after inserting a dead zone in sector I

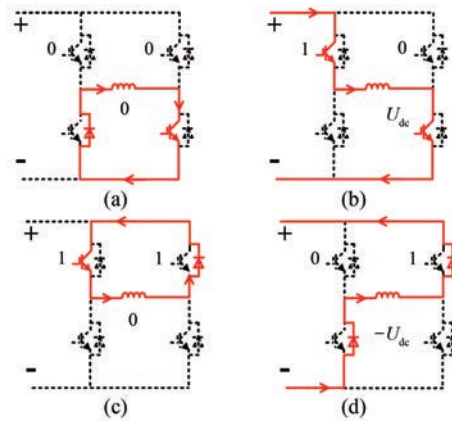


图 4 当 $i > 0$ 时流通路径

Fig. 4 Circulation path when $i > 0$

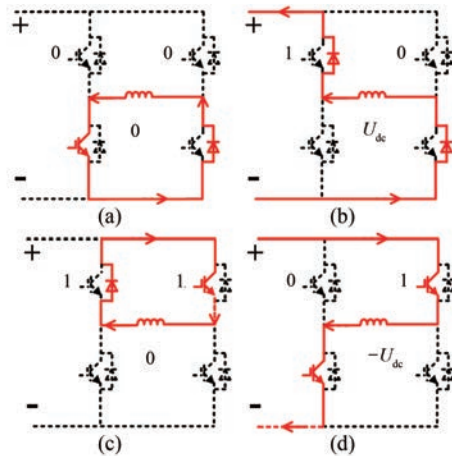


图 5 当 $i < 0$ 时流通路径

Fig. 5 Circulation path when $i < 0$

通过图 4 和图 5 可以看出,在死区期间二极管的导通状态取决于此相电流的正负极性。结合

式(8),可得三相电流极性在死区期间引起的零序电压,如表 1 所示。

表 1 三相电流极性在死区期间引起的零序电压表

Tab. 1 Zero-sequence voltages induced by three-phase current polarity at the dead time table

i_a, i_b, i_c	电流极性	零序电压幅值
2 正 1 负	++- -+-	$-U_{dc}/3$
1 正 2 负	--+ +- -	$U_{dc}/3$

根据前文分析可知永磁体磁链及逆变器死区等非线性因素会导致共直流母线 OW-PMSM 系统中电流产生畸变,并且由于拓扑结构的特殊性,系统中存在较高的 3 次、5 次及 7 次谐波。

3 基于 LMS-ANF 的谐波抑制策略

陷波器是一种特殊的带阻滤波器,特定频率阻带上的信号衰减接近无穷,而在其他频率段则几乎无衰减,因此常被用于抑制共振和特定频次的噪声等^[16]。通过上文的分析可知,系统电流谐波以 3 倍频和 6 倍频的交流形式存在于 0 轴及 dq 轴中,也可以被视为一种有规律的噪声源。传统的 PI 控制器直流分量的增益较大,而对频率较高的交流量的增益很小^[17]。因此,在开绕组系统中引入 ANF 作为抑制电流环谐波的手段。

3.1 LMS-ANF 的基本原理

ANF 是自适应滤波器的一种特殊形式。之所以称之为自适应滤波,是因为其通过上一时刻已得到的参数结果,根据 LMS 算法,在迭代过程中自动地调节目前的参数。因此 ANF 无需获得电机的具体参数,也无需先验训练集,而是通过获取误差 $e(k)$ 对权值矩阵 $\omega(k)$ 修改,使得经过延迟后的输入信号与对应的权值加权 $y(n)$ 逼近期望响应 $d(n)$ ^[18]。

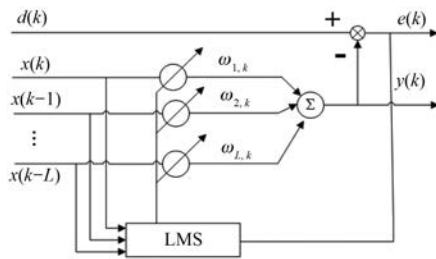


图 6 自适应滤波器的结构

Fig. 6 Structure of the adaptive filter

根据 LMS 准则并结合最小梯度法以获取最佳权矢量 $\omega(k)$,可以得到迭代式:

$$\omega(n+1) = \omega(n) + 2\mu e(n)X(n) \quad (11)$$

式中: μ 为步长。

因此可以得到具体式:

$$\begin{cases} y(n) = X^T(n)\omega(n) \\ e(n) = d(n) - y(n) \\ \omega(n+1) = \omega(n) + 2\mu e(n)X(n) \end{cases} \quad (12)$$

通过式(12)的迭代算法,确保了 $\omega(k)$ 求得最佳权向量,使得均方误差最小,因此输出 $y(n)$ 可以足够逼近参考信号 $d(n)$ 。

3.2 电流环的 LMS-ANF 设计

系统中电流信号是基波信号与 3 倍、6 倍频信号的叠加,因此将谐波视为干扰,可将 ANF 引入到电流环中对特定频次的谐波进行跟踪提取,原理如图 7 所示。

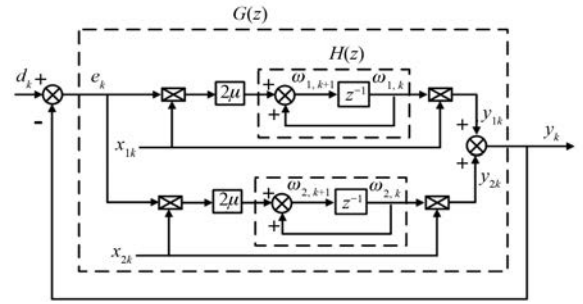


图 7 自适应滤波器的原理图

Fig. 7 Schematic diagram of adaptive filter

对于参考输入信号假定: $x_{1k} = A \sin(\omega_r kT + \sigma)$, x_{2k} 为 x_{1k} 相移 90° 的信号, T 为采样周期, A 为谐波幅值, δ 为谐波的初相角。

经过变换后相应的参数输入信号为

$$\begin{aligned} x_{1k} &= A \sin(\omega_r kT + \sigma) = \\ &= \frac{C}{2j} [e^{j\omega_r kT} e^{j\sigma} - e^{-j\omega_r kT} e^{-j\sigma}] \\ x_{2k} &= \frac{C}{2j} [e^{j\omega_r kT} e^{j\sigma} + e^{-j\omega_r kT} e^{-j\sigma}] \end{aligned} \quad (13)$$

为方便计算同样采取式(13)中的变换将 $Y(z)$ 转换为式(14):

$$Y(z) = Y_1(z) + Y_2(z) = Z[W_{1k}x_{1k}] + Z[W_{2k}x_{2k}] = \mu A^2 E(z) [H(z e^{-j\omega_r T}) + H(z e^{j\omega_r T})] \quad (14)$$

结合式(13)从而可以推导出输出 $Y(z)$ 与误差 $E(z)$ 的传递函数为

$$G(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{2\mu A^2 [z \cos(\omega_r T) - 1]}{z^2 - 2z \cos(\omega_r T) + 1} \quad (15)$$

故图 7 的控制框图可简化为图 8:

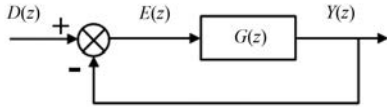


图 8 控制框图简化图

Fig. 8 Simplified diagram of control block diagram

从图 8 可以得出误差信号与期望信号之间的传递函数为

$$U(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1}{1 + G(z)} = \frac{z^2 - 2z \cos(\omega_r T) + 1}{z^2 + 2(\mu A^2 - 1) \cos(\omega_r T) z + 1 - 2\mu A^2} \quad (16)$$

从式(16)可以看出谐波幅值 A 与步长 μ 存在耦合, 通过改变 μ 的数值可以改变幅值大小。因此为了后续方便分析, 假定幅值 A 为 1, 采样频率 T 为 $1e-4$ s, 陷波频率为 1 800 Hz。当 μ 取不同值时, 式(15)的伯德图如图 9 所示。

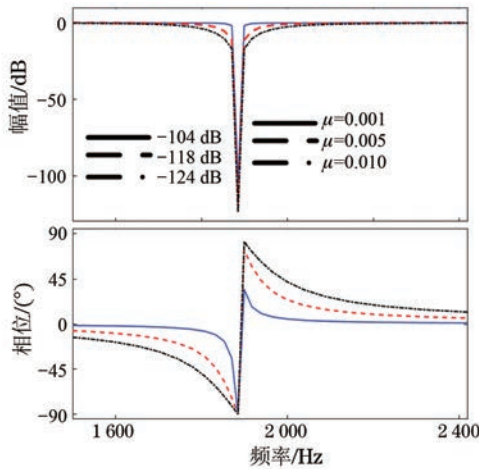


图 9 不同 μ 下 $U(z)$ 的频率响应图

Fig. 9 Frequency response of $U(z)$ with different μ

从图 9 可以看出, 步长 μ 是陷波器的重要参数, 取值越大收敛速度越快, 但是过大的步长可能会导致系统发散; 而取值过小, 会使收敛速度过慢, 因此需要权衡收敛速度与收敛性的关系。图中给出了不同 μ 取值下 $U(z)$ 的频率响应图, 可知步长的取值决定了陷波深度, 也影响着陷波宽度。当取值为 0.001 时其陷波宽度最窄, 同样的其陷波深度也仅达到了 -104 dB; 而当取 0.01 时陷波宽度最大, 陷波深度可以达到 -124 dB。

应用于实际系统中的 ANF 需要检测 3 次和

6 次谐波的频率, 可通过转速计算得到:

$$\begin{cases} f_3 = 1.5 \frac{\omega_m n_p}{\pi} \\ f_6 = 3 \frac{\omega_m n_p}{\pi} \end{cases} \quad (17)$$

式中: ω_m 为反馈转子角速度。

以 0 轴及 q 轴电流为例, ANF 功能框图如图 10 所示。

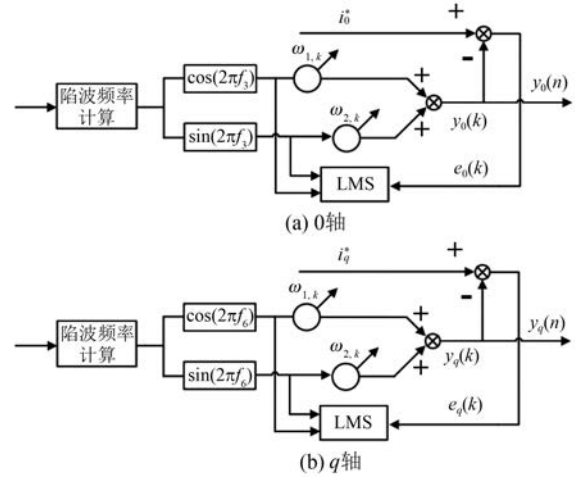


图 10 0 轴(a)及 q 轴(b)ANF 功能框图

Fig. 10 ANF functions block diagram of 0-axis (a) and q -axis (b)

图 10 中 ANF 的输入信号 i_0^* 和 i_q^* 为系统的 0 轴和 q 轴反馈值, 是直流分量和谐波分量的叠加, $y_0(k)$ 与 $y_q(k)$ 分别为 3 次及 6 次谐波分量。因此, 对于 ANF 在系统中的应用包括: 通过转子角速度获取陷波频率; 获取 3 次及 6 次谐波频率相同正余弦信号; 根据 LMS 自适应算法修改权重系数矩阵 $\omega(k)$, 使得 $y(n)$ 无限逼近特定频次谐波分量^[19-20]; 将谐波信号 $y(n)$ 的输出信号通过比例 p 放大后叠加在原始 0 轴及 q 轴电流中。

对应的具体算法如式(18)所示:

$$\begin{cases} \mathbf{X}(k) = [\sin(2\pi f t), \cos(2\pi f t)] \\ \boldsymbol{\omega}(k) = [\omega_{1,k}, \omega_{2,k}] \\ \mathbf{y}(n) = \mathbf{X}^T(n) \boldsymbol{\omega}(n) \\ \mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}(n) \\ \boldsymbol{\omega}(n+1) = \boldsymbol{\omega}(n) + 2\mu \mathbf{e}(n) \mathbf{X}(n) \end{cases} \quad (18)$$

综上, 将 ANF 应用于 $dq0$ 轴的整体系统如图 11 所示。



© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

到有效抑制,电流正弦度得到改善。从图 12(c)、图 13(c)中可以看出,采用 ANF 控制时系统中 3 次、5 次及 7 次谐波跟踪能力有所提升,相较于 PI 控制及 PIR 控制相电流正弦度更高,电流谐波含量明显降低。

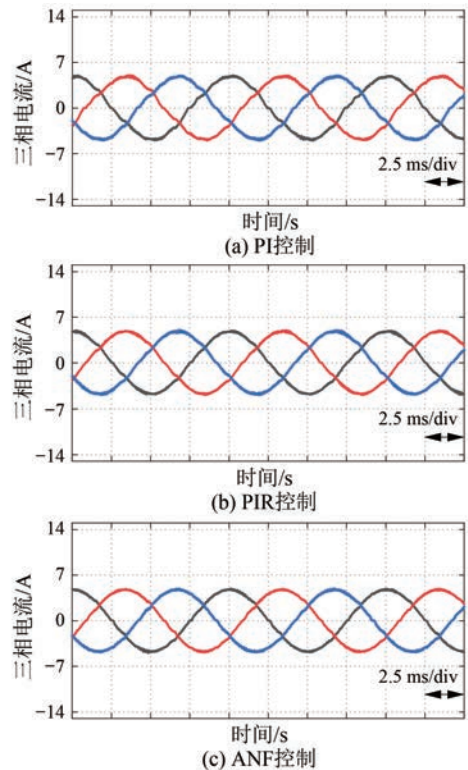


图 13 1 500 r/min 三相电流仿真

Fig. 13 Simulation of three-phase current at 1 500 r/min

图 12、图 13 中各控制策略下三相电流快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)分析结果如图 14、图 15 所示。

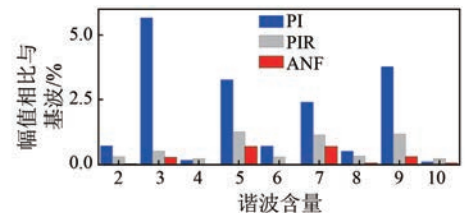


图 14 750 r/min 电流 FFT 分析

Fig. 14 FFT analysis of current at 750 r/min

通过对比分析图 14 可以看出,在 750 r/min 带 3 N·m 负载时,采用 PI 控制的相电流 3 次、5 次及 7 次谐波含量分别为 5.672%、3.266% 及 2.402%;当采用 PIR 控制时相电流谐波含量依次下降至 0.521 6%、1.278% 及 1.146%;当电流环

采用 ANF 控制策略时相电流谐波含量依次下降至 0.281 9%、0.703 1% 及 0.711 4%。同理在 1 500 r/min 带 5 N·m 负载时,采用本文所提出的 ANF 控制策略系统中谐波得到了更好的抑制效果,具体谐波含量如图 15 所示。

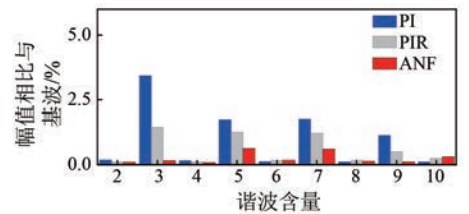


图 15 1 500 r/min 电流 FFT 分析

Fig. 15 FFT analysis of current at 1 500 r/min

通过对比分析图 14、图 15 可以发现,加入 ANF 前后电流的 3 次、5 次及 7 次谐波占比明显降低,并且相较于常用的 PIR 控制,本文提出的 ANF 控制策略对谐波的跟踪能力更强,从而更好地抑制了系统中的谐波含量。具体变化如表 3 所示。

表 3 系统谐波含量				
Tab. 3 System harmonic content				
转速/(r·min ⁻¹)	控制策略	3 次 谐波/%	5 次 谐波/%	7 次 谐波/%
750	PI	5.672	3.266	2.402
	PIR	0.521	1.278	1.146
	ANF	0.282	0.703	0.711
1 500	PI	3.437	1.752	1.773
	PIR	1.456	1.262	1.231
	ANF	0.161	0.629	0.609

从表 3 中可以看出,3 次谐波下降最为明显。通过图 16、图 17 中零序电流的变换也可以验证该策略的有效性。

750 r/min 时,仅采用 PI 控制器时零序电流最大幅值为 0.443 A,采用 PIR 控制时零序电流最大幅值下降至 0.124 A,当采用 ANF 后的零序电流幅值下降至 0.097 A。可以看出加入 ANF 后零序电流明显下降,相较于 PIR 控制器,零序电流下降了 21.8%。

1 500 r/min 时,仅采用 PI 控制器时零序电流最大幅值为 0.45 A,采用 PIR 控制时零序电流最大幅值下降至 0.180 63 A,当采用 ANF 后的零序电流幅值下降至 0.153 A。可以看出加入 ANF 后零序电流明显下降,相较于 PIR 控制器零序电

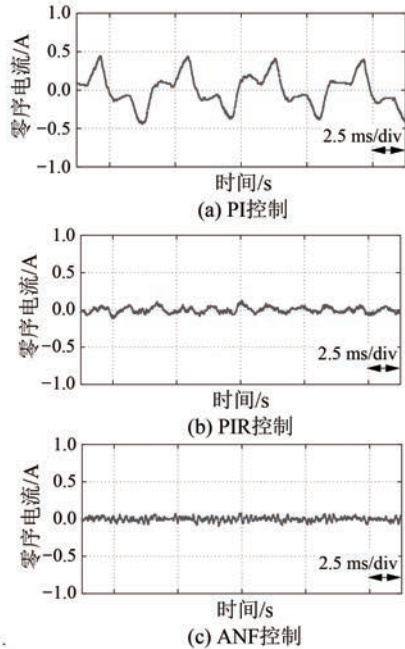


图 16 750 r/min 零序电流仿真

Fig. 16 Simulation of zero sequence current at 750 r/min

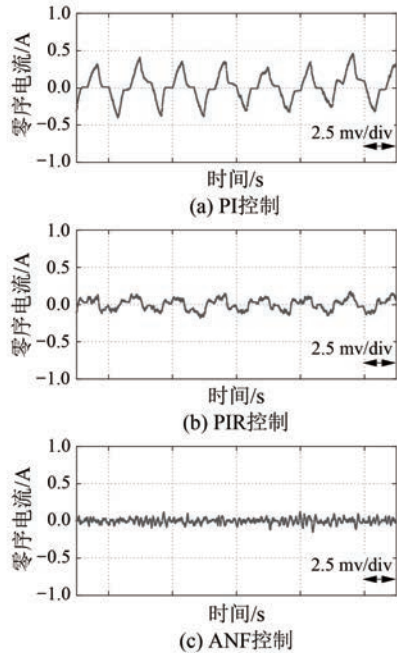


图 17 1500 r/min 零序电流仿真

Fig. 17 Simulation of zero sequence current at 1500 r/min

流下降了 15.2%。

以 1500 r/min 转矩变化为例,通过图 18 可得出传统的 PI 控制转矩脉动的峰峰值之差为 1.23 N·m,转矩脉动为 21.1%;采用 PIR 控制后

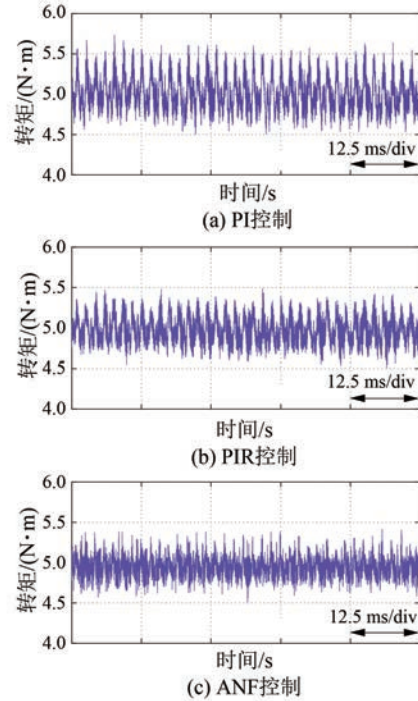


图 18 1500 r/min 转矩仿真

Fig. 18 Simulation of torque at 1500 r/min

转矩脉动的峰峰值之差为 0.982 4 N·m,转矩脉动下降至 17.6%;而加入 ANF 后的峰峰值之差为 0.89 N·m,转矩脉动下降至 15.5%,验证了加入 ANF 后可有效抑制系统中 3 次、5 次及 7 次谐波引起的转矩脉动。

4.2 试验分析

为了验证本文提出的 ANF 控制策略对电流谐波抑制的有效性,以 TMS320F28335 为主控芯片,搭建了硬件加载试验平台,如图 19 所示。

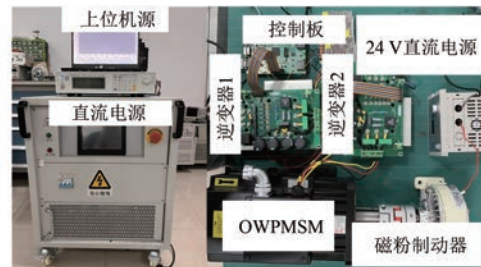


图 19 OW-PMSM 硬件平台

Fig. 19 OW-PMSM hardware platform

图 20 为额定转速 1500 r/min 带 5 N·m 负载时的三相电流波形。

根据图 20 可以看出,仅采用 PI 控制器时系统中由于非线性因素的影响,使得电机在运行过程中电流畸变程度较高;当采用 PIR 控制器时电

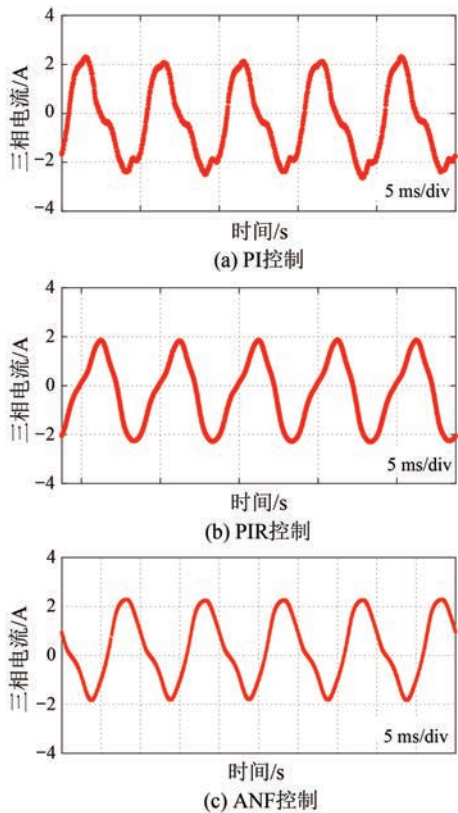


图 20 1 500 r/min 三相电流波形

Fig. 20 Three-phase current waveforms at 1 500 r/min

流正弦度有所改善;而当采用本文提出的 ANF 控制策略时,电流更加平滑,并且更加趋向于正弦。忽略偶次谐波的影响,图 20 中对应三相电流的 3 次、5 次及 7 次谐波含量如表 4 所示。

表 4 低频奇次谐波含量

Tab. 4 Low frequency odd harmonic content %			
控制策略	3 次谐波	5 次谐波	7 次谐波
PI	9.522	5.598	3.985
PIR	5.133	2.849	1.833
ANF	3.725	1.896	0.963 3

结合图 20 的相电流波形和表 4 中 3 次、5 次及 7 次谐波含量可知,本文采用的 ANF 控制策略使得系统中 3 次、5 次及 7 次谐波跟踪能力更强,对电流的抑制效果更好。相较于 PIR 控制器系统中的 3 次谐波含量由原来的 5.133% 下降至 3.725%;5 次谐波含量由 2.849% 下降至 1.896%;7 次谐波含量由原来的 1.833% 下降至 0.963 3%。

5 结语

本文针对 120°解耦调制的共直流母线 OW-PMSM 系统中的低次谐波抑制进行了深入研究。采用基于 LMS 算法的 ANF 提取 3 次、5 次及 7 次谐波,补偿至 $dq0$ 轴电流环中以减小 3 次、5 次及 7 次谐波含量。通过仿真分析验证了该策略的有效性,通过试验验证系统加入 ANF 后,系统中的低次谐波含量明显降低。当电机带 5 N·m 的负载在额定转速 1 500 r/min 时,相较于 PIR 控制器相应阶次的谐波含量分别下降了 1.408%、0.953% 和 0.87%。

参考文献

[1] SHEN Z, JIANG D, ZHU L, et al. A novel zero-sequence current elimination PWM scheme for an open-winding PMSM with common DC bus [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12):12476-12490.

[2] HU W, RUAN C, NIAN H, et al. Zero-sequence current suppression strategy with common-mode voltage control for open-end winding PMSM drives with common DC bus [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 4691-4702.

[3] ZHAN H, ZHU Z Q, ODAVIC M. Analysis and suppression of zero sequence circulating current in open winding PMSM drives with common DC bus [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3609-3620.

[4] 刘兴亚. 永磁同步电机电流谐波抑制策略的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2019.

LIU X Y. Research on current harmonics suppression strategy of permanent magnet synchronous motor [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2019.

[5] ZHOU Y, NIAN H. Zero-sequence current suppression strategy of open-winding PMSG system with common DC bus based on zero vector redistribution [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6):3399-3408.

[6] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119-127.

LIAO Y, ZHEN S, LIU R, et al. Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motor by the harmonic injection [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 119-127.

- [7] 李帅, 孙立志, 刘兴亚, 等. 永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊1):87-96.
- LI S, SUN L Z, LIU X Y, et al. Current harmonics suppression strategies of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1):87-96.
- [8] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿[J]. 中国电机工程学报, 2006, (12): 101-105.
- WU M G, ZHAO R X, TANG X Z. Dead-time effects analysis and compensation of SPWM and SVPWM inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, (12):101-105.
- [9] KIM S Y, PARK S Y. Compensation of dead-time effects based on adaptive harmonic filtering in the vector-controlled AC motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3):1768-1777.
- [10] QIU T, WEN X, ZHAO F. Adaptive-linear-neuron-based dead-time effects compensation scheme for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 2530-2538.
- [11] WANG L, ZHU Z Q, BIN H, et al. Current harmonics suppression strategy for PMSM with nonsinusoidal back-EMF based on adaptive linear neuron method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(11): 9164-9173.
- [12] LI Z Y, WANG Y, CUI B. An improved adaptive harmonic detection algorithm [C] // 2018 24th International Conference on Automation and Computing, Newcastle Upon Tyne, 2018.
- [13] LI Z, YU Z, KONG W, et al. An accurate harmonic current suppression strategy for DC-biased vernier reluctance machines based on adaptive notch filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 4555-4565.
- [14] 张志朋. 开绕组永磁电机零序电流抑制策略研究[D]. 天津: 天津大学, 2019.
- ZHANG Z P. Design of zero sequence current control strategy for open-winding permanent magnet synchronous machines [D]. Tianjin: Tianjin University, 2019.
- [15] AN Q, LIU J, PENG Z, et al. Dual-space vector control of open-end winding permanent magnet synchronous motor drive fed by dual inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12):8329-8342.
- [16] 代攀. 永磁同步电机电流环谐波抑制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2015.
- DAI P. Study on current loop harmonic suppression technology of permanent magnet synchronous motor [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2015.
- [17] 陈瑶, 张钊源, 冯鑫鹏, 等. 基于复合控制的永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7):30-37.
- CHEN Y, ZHANG Z Y, FENG X P, et al. Suppression strategy of current harmonic in permanent magnet synchronous motor based on compound control [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(7):30-37.
- [18] 朱元, 陈冠行, 肖明康, 等. 基于 LMS 自适应滤波器的 PMSM 谐波抑制方法[J]. 微特电机, 2023, 51(3):1-6.
- ZHU Y, CHEN G X, XIAO M K, et al. Harmonic suppression method of permanent magnet synchronous motor based on LMS-ANF [J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(3):1-6.
- [19] FAN Y, ZHANG Q, WANG W, et al. Speed regulation system of a flux-modulated permanent-magnet in-wheel motor based on sliding mode control and adaptive notch filter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 2183-2190.
- [20] 刘小俊. 基于自适应陷波器的永磁牵引电机死区补偿方法研究[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 24-30.
- LIU X J. Method of dead time compensation for permanent magnet traction motor based on adaptive notch filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(8): 24-30.
- [21] LYU Z, WU L, YI J, et al. Hybrid frame-based current control scheme for LC-equipped PMSM with non-sinusoidal back-EMF [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 5994-6004.

收稿日期:2024-04-09

收到修改稿日期:2024-05-15

与电力传动,zw19117169501@163.com;

作者简介:

* 通信作者:赵朝会(1963—),男,博士,教授,研究方向为电机设计、电力电子技术,zhaoch@sdju.edu.cn。

张为(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电力电子

Research on Low Harmonic Suppression of OW-PMSM Based on ANF with the Common DC Bus

ZHANG Wei, GU Pingping, MA Yuxin, LEI Ziqi, ZHAO Chaohui

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Key words: the common DC bus; open winding permanent magnet synchronous motor; adaptive notch filter; the 3rd, 5th, and 7th harmonics

With the continuous improvement of social demand, the application occasions of motors have higher requirements, and gradually develop towards the direction of high voltage and high power. Therefore open-winding permanent magnet synchronous motor (OW-PMSM) has been received the attention of many researchers. According to the different power supply methods, OW-PMSM topologies can be categorized into: isolated DC bus type and common DC bus type. Among them, the common DC bus topology is favored by the market due to the fact that only one DC power supply is needed to supply the system reducing the cost and size of the system. However, there is a zero sequence current in the system due to the presence of a zero sequence path in the common DC bus OW-PMSM driver. The presence of zero sequence current along with 5th and 7th harmonics increases the losses in the system and reduces the control efficiency.

In this paper, the adaptive notch filter (ANF) based on the least mean square algorithm is used to suppress the 3rd, 5th and 7th harmonics in the system, and the current loop

closed-loop control of dq -axis and 0-axis is constructed based on ANF.

Firstly, a mathematical model of the common DC bus OW-PMSM is established, the influence of the 3rd harmonic on the system for the special topology is analyzed, the influence of the magnetic chain of permanent magnets on the harmonics is explored, the harmonic mathematical model lays a theoretical foundation for the next step of harmonic suppression.

Then, the effect of the dual-inverter decoupled modulation strategy on the system zero-sequence current is presented. The effect of dead zone on the common DC bus OW-PMSM with 120° decoupled modulation strategy is analyzed.

Finally, the simulation platform of common DC bus OW-PMSM is built by Matlab/Simulink and the hardware loading test platform is built with TMS320F28335 as the main control chip. And, the simulation and experimental results show that the contents of the 3rd, 5th, and 7th harmonics in the system are significantly reduced by adopting the ANF.