

基于谐波抑制的共母线开绕组 永磁同步电机减振控制^{*}

王 恒, 赵文祥, 吉敬华, 朱生道
(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 为了减少共母线开绕组永磁同步电机(OW-PMSM)驱动系统中的电流谐波,抑制由径向电磁力引发的电机振动,提出了一种基于零序电流闭环的零矢量重分配随机开关频率空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法。该算法通过选取的零矢量产生共模电压,抵消由非零电压矢量带来的共模电压,将零序电流闭环后动态抑制零序电流,有效地减少了相电流3次谐波含量。同时,针对调制策略固有的相电流高频谐波分量,通过SVPWM中开关频率随机化,使得开关频率及其整数倍处高频谐波幅值大大减少。试验结果表明,该方法能有效降低高低频段电流谐波幅值,实现OW-PMSM全频段的减振控制。

关键词: 开绕组电机; 零序电流; 谐波抑制; 减振控制; 随机开关频率调制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)03-0007-09

doi: 10.12177/emca.2020.214

Vibration Control of Open-Winding Permanent Magnet Synchronous Motor with Common Bus Based on Harmonic Suppression^{*}

WANG Heng, ZHAO Wenxiang, JI Jinghua, ZHU Shengdao
(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: The current harmonics occur in the common DC bus open-winding permanent magnet synchronous motor (OW-PMSM) and the vibration of the motor is caused by the radial electromagnetic force. In order to solve these problems, a zero vector redistribution random switching frequency space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm based on zero-sequence current closed loop is proposed. The algorithm offsets the common mode voltage generated by the zero vector against that caused by the non-zero voltage vector, and dynamically suppresses the zero-sequence current after the closed loop to reduce the third-order harmonic content of the phase current. At the same time, for the inherent high-frequency harmonic components of the phase current of the modulation strategy, randomization of the switching frequency in SVPWM can greatly reduce the high frequency harmonic amplitude at the switching frequency and its integer multiples. Experimental results show that the algorithm can effectively reduce the current harmonics of high and low frequency bands, and achieve vibration control of the OW-PMSM.

Key words: open-winding motor; zero-sequence current; harmonic suppression; vibration control; random switching frequency modulation

收稿日期: 2020-11-13; 收到修改稿日期: 2021-01-15

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51991383)

作者简介: 王 恒(1995—),男,硕士研究生,研究方向为永磁电机控制。

赵文祥(1976—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电机及其控制。

吉敬华(1977—),女,博士,教授,博士生导师,研究方向为永磁电机的设计与分析。

0 引言

开绕组永磁同步电机(OW-PMSM)在传统PMSM基础上将绕组中性点打开,由双逆变器组共同驱动,控制灵活、母线电压利用率高且具有一定的容错性能^[1]。根据电源端供电情况,OW-PMSM驱动拓扑结构有共直流母线、隔离直流母线与隔离母线飞跨电容^[2]。其中,由单电源供电的共直流母线拓扑结构简单,硬件成本低,具有极大的应用前景^[3]。同时,衡量其高品质运行性能之一的振动噪声问题愈发被重视。

目前,针对由电机径向电磁力引起的振动,主要是从本体设计^[4-5]与驱动控制^[6-7]两方面研究。而对于已经生产好的电机,更多的是利用控制方法进行减振。同时,定子绕组相电流谐波丰富了径向电磁力谐波,使得电机振动加剧,可通过谐波抑制来减弱电机振动^[8]。

共母线OW-PMSM系统存在零序回路,流过的零序电流使相电流中含有大量3次谐波^[9]。针对零序电流,可通过选取不产生共模电压的空间电压矢量进行调制^[10],从源头上消除零序电流,但该方法母线利用率低,最大调制系数仅为1。文献[11]通过调整插入等效零矢量的作用时间,抵消基本矢量合成时的共模电压,但调制算法需要进行2次扇区判断且动态性能不足。文献[12]提出移相解耦调制,通过闭环调节解耦角抑制零序电流,但并没有很好地兼顾高调制系数和算法简洁性。

空间矢量脉宽调制(SVPWM)常用于现代电机控制,开关频率整数倍处的谐波幅值较高,导致电机产生相应的高频振动^[13-14]。随机脉宽调制技术(RPWM)在不增加硬件条件下,能够有效降低高频谐波幅值^[15-18]。目前,RPWM实现途径主要有零矢量作用时间随机化、脉冲位置随机化和开关频率随机化。文献[16]研究了不同的RPWM方法,通过大量仿真与试验,结合实现难度优先选择了随机零矢量和随机开关频率调制(RSFM)。文献[17]将这2种RPWM方法结合实现了双随机扩频调制,进一步抑制了高频噪声。文献[18-19]通过结合RPWM技术,取得了较好的减振效果。以上研究对象均是传统PMSM,而关于OW-PMSM驱动系统电流谐波的分布,以及

应用RPWM后对其振动的影响均还没有相应研究。

为此,本文结合共母线OW-PMSM驱动系统的谐波特点,提出了一种基于零序电流闭环的零矢量重分配RSFM控制策略。该策略最大调制系数达到了 $2/\sqrt{3}$,计算量小且能有效抑制零序电流;同时,引入的RSFM能在不影响低频谐波抑制性能的情况下,显著减小开关频率整数倍处的电流谐波幅值,能够实现开绕组电机全频段的减振控制。最后,搭建OW-PMSM驱动系统试验平台,验证了本文控制策略的可行性。

1 共母线OW-PMSM驱动系统

1.1 驱动拓扑与空间电压矢量

共母线OW-PMSM驱动电路拓扑结构如图1所示。其中,电机定子绕组两端分别接三相逆变器INV1与INV2。双逆变器结构开关状态灵活多样,对应在OW-PMSM中形成的空间电压矢量更多,需要系统地分析。

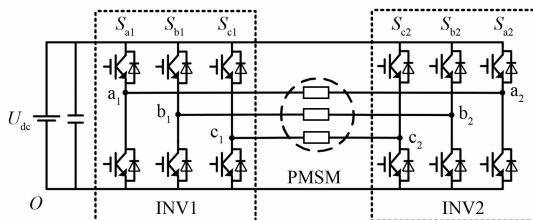


图1 共母线OW-PMSM拓扑结构

逆变器每个桥臂上下管对称导通,以 S_{a1} 为例,将上管导通记作“1”,下管导通时记作“0”。由于电机定子绕组空间上相差 120° ,因此2个逆变器组单独作用时电压空间矢量分布如图2所示,每个非零电压矢量的幅值为 $2/3 U_{dc}$ 。

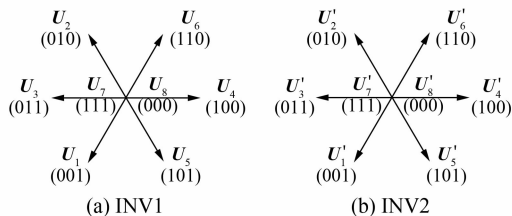


图2 单逆变器空间电压矢量

在开绕组结构中,电机相电压的值可表示为对应绕组所接双逆变器输出电压之差:

$$\begin{cases} u_A = u_{a1} - u_{a2} \\ u_B = u_{b1} - u_{b2} \\ u_C = u_{c1} - u_{c2} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{n1} 和 u_{n2} (n 代表相序) 为逆变器 INV1 和 INV2 输出电压。

由此, 双逆变器合成的空间矢量电压如图 3 所示。

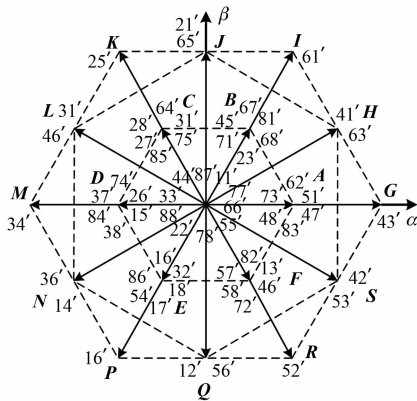


图 3 双逆变器空间电压矢量分布

最后可得 18 个非零电压矢量和 1 个零电压矢量, 其幅值有 $4/3 U_{dc}$ 、 $2/\sqrt{3} U_{dc}$ 、 $2/3 U_{dc}$ 和 0, 共构成大中小六边形 $GIKMPR$ 、 $HJLNQS$ 和 $ABCDEF$ 。类似传统 SVPWM 技术, 每个六边形都可以单独调制, 产生同步旋转空间电压矢量。且六边形的内切圆为线性调制区, 得到最大调制系数(输出电压幅值/母线电压值)分别为 $2/\sqrt{3}$ 、1 和 $1/\sqrt{3}$ 。

1.2 双逆变器的共模电压与零序电流

共母线 OW-PMSM 驱动系统中性点打开, 存在零序回路, 且相电流中 3 次谐波成分不能相互抵消, 其零序回路电压方程^[9]如下:

$$u_0 = Ri_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} - 3\omega_e \psi_B \sin(3\theta) \quad (2)$$

式中: u_0 为双逆变器的共模电压, 即 OW-PMSM 中的零序电压; R 为相电阻; i_0 为零序电流; L_0 为定子绕组电感零轴的分量; ω_e 为电机的电角速度; ψ_B 为转子永磁体磁链三次谐波幅值; θ 为电机的电角度。

可以看出, OW-PMSM 系统中零序电流主要来源是共模电压和永磁磁链谐波。因此, 通过消除或抑制逆变器的共模电压可以有效地抑制零序

电流, 减小相电流 3 次谐波含量。双逆变器结构中共模电压 u_0 由两个逆变器共同产生:

$$u_0 = \frac{u_A + u_B + u_C}{3} = \frac{(u_{a1} - u_{a2}) + (u_{b1} - u_{b2}) + (u_{c1} - u_{c2})}{3} \quad (3)$$

因此, 双逆变器不同开关状态产生对应的共模电压。以开关状态 43' (100011) 为例:

$$\begin{cases} u_A = u_{a1} - u_{a2} = U_{dc} - 0 = U_{dc} \\ u_B = u_{b1} - u_{b2} = 0 - U_{dc} = -U_{dc} \\ u_C = u_{c1} - u_{c2} = 0 - U_{dc} = -U_{dc} \\ u_0 = \frac{u_A + u_B + u_C}{3} = -\frac{U_{dc}}{3} \end{cases} \quad (4)$$

类似地, 可以计算出各开关状态对应的共模电压 u_0 , 如表 1 所示。

表 1 双三相 PMSM 参数

开关状态	共模电压 u_0
(87')	$-U_{dc}$
(83')(85')(86')(17')(27')(47')	$-2U_{dc}/3$
(81')(82')(84')(13')(15')(16')(23')(25')(26')(37')(43')(45')(46')(57')(67')	$-U_{dc}/3$
(88')(77')(11')(12')(14')(21')(22')(24')(33')(35')(36')(41')(42')(44')(53')(55')(56')(63')(65')(66')	0
(18')(28')(48')(31')(32')(34')(51')(52')(54')(61')(62')(64')(73')(75')(76')	$U_{dc}/3$
(38')(58')(68')(71')(72')(74')	$2U_{dc}/3$
(78')	U_{dc}

双逆变器系统不同开关状态共产生 7 种共模电压值。其中, 有 20 个开关状态对应的共模电压为零, 其对应的空间电压矢量为图 3 中的 $HJLNQS$ 和零矢量 O 。因此, 使用这些矢量进行调制, 双逆变器产生的共模电压为零。但是, 该方法固有缺陷是母线电压利用率较低, 最大调制系数仅为 1^[10]。

2 零序电流的抑制

2.1 调制过程与零矢量的选择

为了充分使开绕组结构母线电压利用率较高, 本文选择最大六边形作为有效矢量进行调制

(图 3 中的六边形)。此时,双逆变器系统的最大调制系数可达到 $2/\sqrt{3}$ 。扇区划分及其矢量合成原理如图 4 所示。

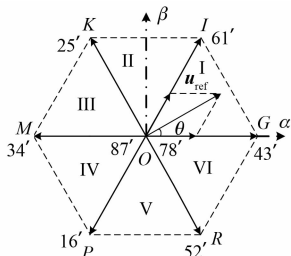


图 4 扇区划分与矢量合成原理

图 4 中, u_{ref} 为参考电压矢量, 其与 α 轴的夹角为 θ 。类似传统三相 SVPWM, 参考电压矢量所在的扇区可通过 u_α 和 u_β 的值判断。同时, 每个扇区内相邻矢量的作用时间可由伏秒平衡原则求出, 令:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}}u_\beta \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s}{4U_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha + u_\beta) \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s}{4U_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha - u_\beta) \end{cases} \quad (5)$$

式中: T_s 为开关周期值。

定义 t_1 和 t_2 分别为第 1 个和第 2 个有效矢量的作用时间, 各个扇区相邻有效矢量的作用顺序与作用时间如表 2 所示。

表 2 各扇区相邻矢量作用顺序与作用时间

扇区	t_1	t_2
I	$T_G = Z$	$T_I = X$
II	$T_K = -Z$	$T_I = Y$
III	$T_K = X$	$T_M = -Y$
IV	$T_P = -X$	$T_M = -Z$
V	$T_P = -Y$	$T_R = Z$
VI	$T_G = Y$	$T_R = -X$

传统开绕组 SVPWM 中一般选用 88' (000000) 和 77' (111111) 作为零矢量, 如图 5(a) 所示, 会造成逆变器组某一桥臂在单个开关周期内开通关断 3 次。本文创新性地选用 87' (000111) 和 78' (111000) 作为零矢量, 如图 5(b)

所示。可以看出, 逆变器组各个桥臂在单个周期内仅开关一次, 功率器件损耗降低。同时, 电机每相绕组前后桥臂对称导通, 这也是本文调制方法的一个优点, 可适用于三相独立 H 桥驱动系统。观察表 1 可知, 零矢量 87' 和 78' 的共模电压值不为零, 可利用此特性进行下一步的研究。

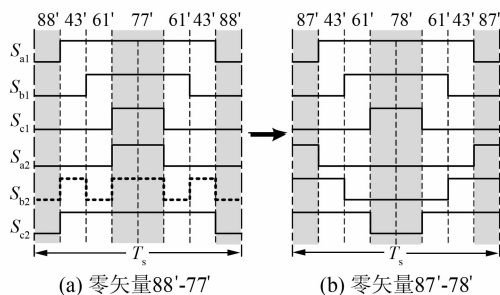


图 5 选取不同零矢量 I 扇区 PWM 信号

2.2 零序电流闭环控制

对照表 1 所列的共模电压值, 由伏秒平衡, 扇区 I 中单个开关周期内逆变器的共模电压为

$$T_s u_0 = t_{01}(-U_{dc}) + t_{02}U_{dc} + t_1\left(-\frac{U_{dc}}{3}\right) + t_2\frac{U_{dc}}{3} \quad (6)$$

式中: t_{01} 、 t_{02} 分别为零矢量 87' 和 78' 的作用时间, 其中有效电压矢量作用时间 t_1 和 t_2 不相等时, 双逆变器产生的共模电压 u_0 不为零。

为了使得共模电压 u_0 在一个开关周期 T_s 内的和为零, 本文将通过重新分配零矢量的作用时间, 抵消非零电压矢量产生的共模电压。引入零矢量分配系数 k , 令:

$$\begin{cases} t_{01} = kt_0 \\ t_{02} = (1 - k)t_0 \end{cases} \quad (7)$$

此时, 有:

$$T_s u_0 = (1 - 2k)t_{01}U_{dc} + t_1\left(-\frac{U_{dc}}{3}\right) + t_2\frac{U_{dc}}{3} \quad (8)$$

进一步可以求出分配系数 k 的表达式:

$$k = 0.5 - \frac{T_s u_0}{2t_0 U_{dc}} + \frac{t_2 - t_1}{6t_0} \quad (9)$$

为了动态抑制零序电流, 在原有的转速电流双闭环控制系统中引入零序电流环, 如图 6 所示。给定零序电流值 $i_{0ref} = 0$, 与零序电流 i_0 的负反馈形成闭环控制系统。得到的零序电流差值通过 PI

控制器输出共模电压,由式(9)求得分配系数 k 。

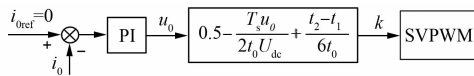


图6 零序电流闭环控制

需注意的是,该方法仅在低调制深度能使共模电压为零。当 $\theta=0$ 时,非零电压矢量仅有 43' 作用,产生的共模电压最大,为 $-U_{dc}/3$ 。此时,零电压矢量能产生的最大反向共模电压,是由零矢量 78' 单独作用。若共模电压完全抵消,则:

$$t_0 U_{dc} + t_1 \left(-\frac{U_{dc}}{3} \right) = T_s u_0 = 0 \quad (10)$$

式中: t_0 为零矢量作用时间; t_1 为非零矢量作用时间。

t_0 、 t_1 的值可表示为

$$\begin{cases} t_1 = \frac{u_{ref}}{\frac{4}{3} U_{dc}} T_s \\ t_0 = T_s - t_1 \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)中,可求得此时参考电压矢量 u_{ref} 的幅值:

$$u_{ref} = U_{dc} \quad (12)$$

此时为共模电压抵消极限情况,调制系数为 1。随着 u_{ref} 的增加,非零矢量产生的共模电压不能完全被抵消,零序电流闭环只能起到抑制作用。

3 电流高频谐波的抑制

零序电流闭环控制实现了对开绕组电机相电流 3 次谐波含量的抑制,使得电机低频段相应频率的径向电磁力幅值减小。同时,逆变器开关管通断还会引入相电流高频谐波含量,集中在开关频率及其整数倍处,使得电机发生高频振动,并影响驱动系统的电磁兼容。为了抑制电流高频谐波,引入随机开关频率调制。

3.1 随机开关频率调制

由 Parseval 定理,保持信号在时域能量的分布,则该信号在频域内能量不变^[20]。因此,通过变化开关频率,原本集中的能量从窄频带分散到较宽的频带范围,达到减弱振动幅值的目的。同时,RSFM 中开关频率的变化规律如下:

$$f = f_c + R\Delta f \quad (13)$$

式中: f_c 为中心开关频率; R 为 $[-1, 1]$ 之间的随机数; Δf 为开关频率变化的范围。

参考电压在扇区 I 时,相邻开关周期的脉宽调制 (PWM) 信号如图 7 所示。与传统三相 PMSM 不同的是,OW-PMSM 中有 6 对开关管,RSFM 带来的开关损耗增大,且开关频率的变化可能会对低频段 3 次谐波和振动产生消极影响。因此,必须谨慎地选择开关频率 f ,避免增加电机的低频振动与减少开关损耗。同时,扩频后电机振动频率也可能与固有模态频率重合,引起共振使电机振动加剧。本次 Δf 的取值是在结合电机实际运行工况,调整后取值为 1 kHz。

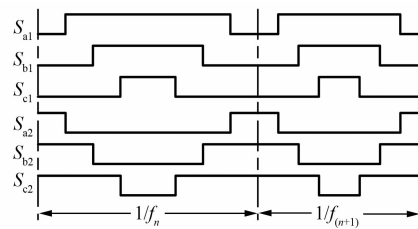


图7 RSFM 相邻周期 PWM 信号示意图

3.2 随机数生成方法

RSFM 中随机数的生成影响着扩频策略的性能,良好的随机数发生器必须满足以下条件:(1) 符合随机样本均匀分布规律;(2) 生成随机序列周期较长;(3) 生成速度快且适用于数字控制系统等特点。据此,本文采用的随机数生成方法为线性同余法,产生 0~1 之间的随机数 R_0 ,其递推式如下:

$$\begin{cases} x_{n+1} = \text{mod}(\lambda x_n + c, m) \\ R_{n+1} = x_{n+1}/m \end{cases} \quad (14)$$

式中: λ 为乘子,取 3 571; c 为增量,取 1; m 为模量,取 32 749;初值 x_0 取 3。

结合前文所述,提出基于零序电流闭环的零矢量重分配 RSFM 控制策略(Z-RSFM),如图 8 所示。通过零序电流闭环求得分配系数,与随机数 R 一同作为 RSFM 的输入量进行调制,分别输出 PWM1、2 控制双逆变器驱动开绕组电机。该算法能够同时抑制电流 3 次谐波含量并减小开关频率处高频谐波幅值,达到 OW-PMSM 全频段振动抑制的目的。

4 试验验证

搭建试验平台,如图 9 所示。驱动器以 TI 公司 TMS320F28377 为主核,采用 CPLD 作保护电

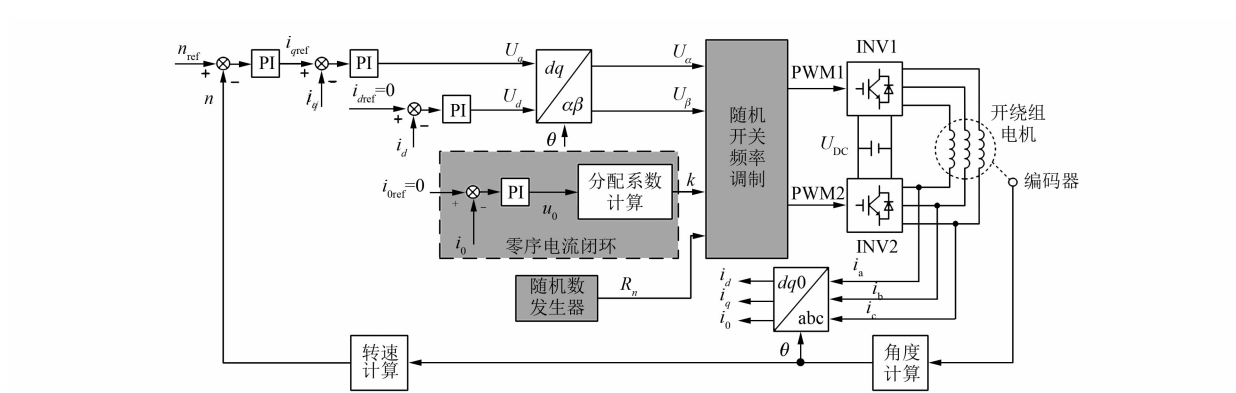


图 8 基于零序电流闭环的零矢量重分配 RSFM 控制策略



图 9 试验平台

路,开关管选用分立器件 IGBT。同时,利用加速度传感器采集振动数据。OW-PMSM 驱动系统部分参数如表 3 所示。

表3 OW-PMSM 驱动系统部分参数

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.388 9
d 轴电感 L_d/mH	1.657
q 轴电感 L_q/mH	1.705
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.091 7
给定转速 $n_{\text{ref}}/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	600
负载 $T_L/(\text{N}\cdot\text{m})$	5.5
极对数 p	5
母线电压 U_{dc}/V	100

4.1 零序电流抑制试验

采用零序电流闭环前后,用示波器采集电机相电流和零序电流波形,如图 10 和图 11 所示。图 12 为相电流快速傅里叶分析(FFT)结果。

从图 10 可以看出,采用零矢量重分配的零序

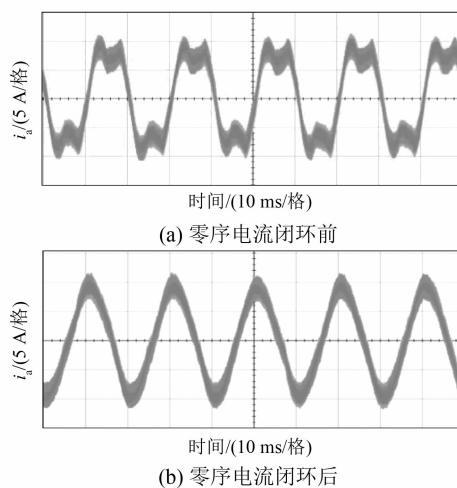


图 10 相电流试验对比

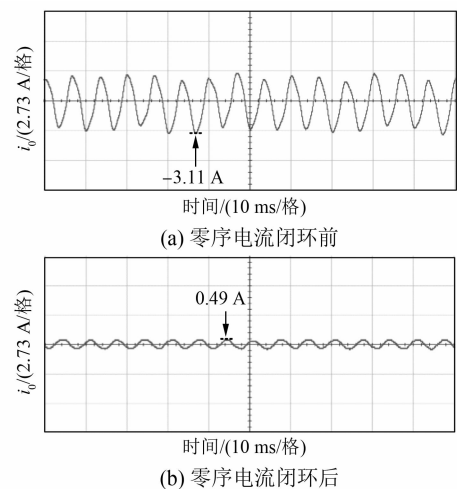


图 11 零序电流试验对比

电流闭环控制后,开绕组电机相电流波形正弦度明显提升,且图 11 中零序电流峰值从 3.11 A 降

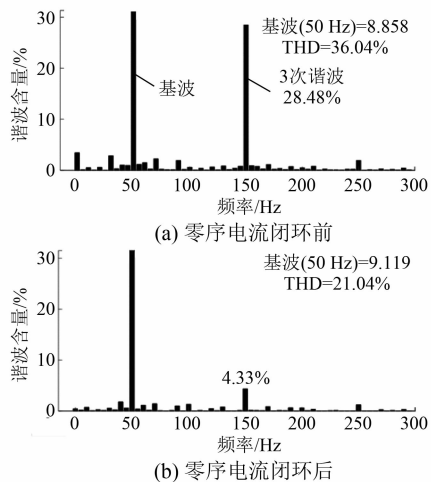


图12 低频段相电流 FFT

至 0.49 A, 零序电流抑制效果明显, 由于永磁磁链谐波的存在不能完全为零。图 12 中, 总谐波畸变率 THD 从 36.04% 降至 21.04%, 相电流 3 次谐波含量从 28.48% 降至 4.33%, 零序电流抑制效果良好。

开关频率处的高频电流谐波分布如图 13 所示。从图 13 可以看出, 闭环前开关频率 10 kHz 处电流谐波含量达到 20.81%, 采用零序电流闭环策略后, 随着零矢量作用时间变化 (类似随机零矢量调制), 其谐波幅值略有减小, 但依然达到了 18.61%。

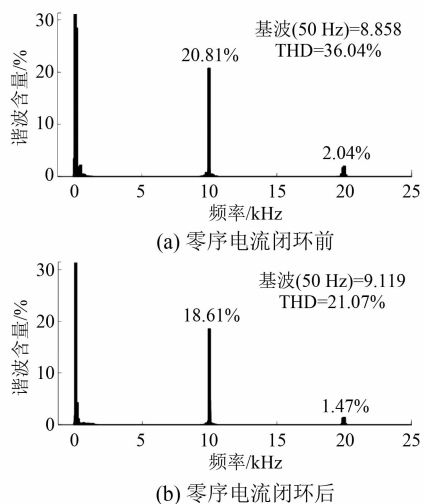


图13 高频段相电流 FFT

4.2 扩频调制试验

采用本文所提基于零矢量重分配的 Z-RSFM, 开关频率随机变化范围设置为 9~11 kHz。

试验结果如图 14~图 16 所示。

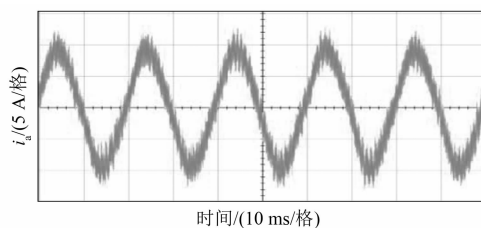


图14 Z-RSFM 相电流试验波形

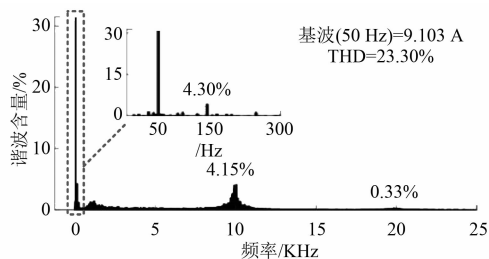


图15 Z-RSFM 相电流 FFT

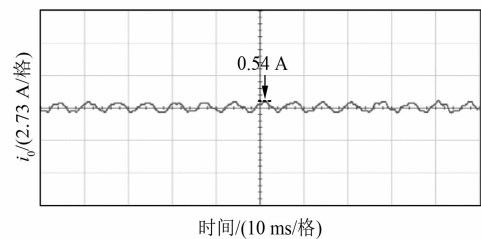


图16 Z-RSFM 零序电流

从图 14 可以看出, 增加 RSFM 控制方法后, 相电流波形纹波小幅度增加。从图 15 可以看出, 开关频率的变化导致 THD 略微增大, 但相电流 3 次谐波含量为 4.30%, 说明 RSFM 对 3 次谐波抑制效果影响较小。其中, 开关频率 10 kHz 及 20 kHz 处谐波含量幅值大大减小, 分别减小至 4.15% 和 0.33%, 抑制效果明显。同时, 虽然图 16 中零序电流波形稍有畸变, 但峰值变化较小, 进一步说明其对零序电流影响较小。

功率谱密度估计 (PSD) 能够分析信号能量在频谱上的分布情况^[16-17]。图 17 为相电流的 PSD 分析图。采用传统 SVPWM 算法的相电流信号功率谱较为离散, 信号能量集中在开关频率及其整数倍数处, 因此其高频噪声显著。采用 Z-RSFM 后, PSD 趋近于均匀连续, 说明信号能量在高频处得以扩展。

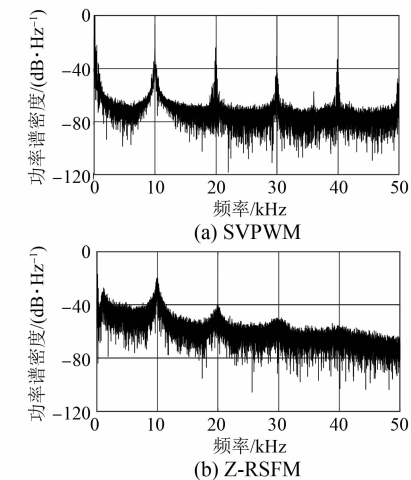


图 17 Z-RSFM 相电流 PSD 对比

4.3 振动试验

为了验证所提算法对开绕组电机的振动抑制效果,对控制前后电机的振动进行测量比较,试验结果如图 18 和图 19 所示。从图 18 可以看出,电机在开关频率及其整数倍处的振动加速度幅值显著减少,10 kHz 附近从 30.5 m/s² 降低至 7.02 m/s²,20 kHz 附近从 7.5 m/s² 降低至 0.84 m/s²,高频减振效果显著。

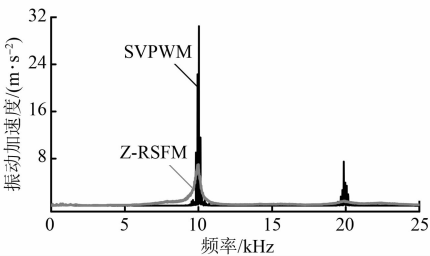


图 18 振动加速度试验

图 19 为低频段振动加速度试验结果对比,主要频率点数值对比如表 4 所示。采用本文所提算法前后,电机的振动加速度幅值在 6 倍电频率(300 Hz)和 11 倍电频率(550 Hz)等频率点处减

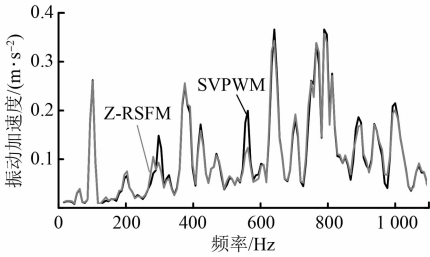


图 19 低频段振动加速度测试结果

小效果明显,幅值的降低率分别达到 29.26% 和 39.06%。数据显示,电机仅在 200、400、700 Hz 处振动加速度幅值有极小的增加,整体减振效果良好。

表 4 低频段振动加速度幅值对比

频率/Hz	振动加速度幅值/(m·s ⁻²)		增加率/%
	SVPWM	Z-RSFM	
100	0.262 2	0.260 0	-0.84
200	0.066 0	0.070 0	6.06
300	0.148 3	0.104 9	-29.26
400	0.252 7	0.256 1	1.35
550	0.199 4	0.123 5	-38.06
650	0.365 9	0.343 1	-6.23
700	0.181 1	0.191 6	5.79
800	0.366 0	0.357 6	-2.3
900	0.185 9	0.169 4	-8.88
1 000	0.214 6	0.200 7	-6.48

5 结 语

本文针对由电流谐波引起的共母线 OW-PMSM 电磁振动的问题,提出了一种零序电流闭环的零矢量重分配随机开关频率调制策略。该策略有以下优点:

- (1) 母线电压利用率高,最大调制系数能达到 $2/\sqrt{3}$,且矢量调制过程计算量少,只需一次扇区判断,同时适用于独立 H 桥驱动系统。
- (2) 选用零电压矢量抵消非电压零矢量产生的共模电压,闭环后能动态地抑制零序电流,使得相电流 3 次谐波含量大大减小,进而减弱了电机低频振动。
- (3) 所提出的 Z-RSFM 能够同时抑制相电流 3 次谐波和开关频率整数倍处的谐波幅值,最终实现了 OW-PMSM 系统全频段的振动抑制。

【参考文献】

[1] 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. doi: 10. 1109/TIE. 2020. 2988221.

- [2] ZHAN H, ZHU Z Q, ODAVIC M, et al. A novel zero-sequence model-based sensorless method for open-winding PMSM with common DC bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6777.
- [3] 史兵, 朱孝勇, 全力, 等. 共直流母线开绕组的少稀土混合磁材料永磁无刷电机系统零序电流抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(9): 25.
- [4] MIN S G, SARLIOGLU B. Modeling and investigation on electromagnetic noise in PM motors with single- and double-layer concentrated winding for EV and HEV application[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 292.
- [5] DENG W, ZUO S. Electromagnetic vibration and noise of the permanent-magnet synchronous motors for electric vehicles: an overview[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(1): 59.
- [6] KUMAR A C B, NARAYANAN G. Variable-switching frequency PWM technique for induction motor drive to spread acoustic noise spectrum with reduced current ripple [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 3927.
- [7] LIANG W, LUK P C, FEI W. Analytical investigation of sideband electromagnetic vibration in integral-slot PMSM drive with SVPWM technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4785.
- [8] LIN F, ZUO S, DENG W, et al. Modeling and analysis of electromagnetic force, vibration, and noise in permanent-magnet synchronous motor considering current harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7455.
- [9] 杨康. 开放式绕组三相永磁同步电机驱动系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [10] SOMASEKHAR V T, GOPAKUMAR K, SHIVAKUMAR E G. A space-vector modulation scheme for a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive for the elimination of zero sequence currents [J]. European Power Electronics and Drives, 2015, 12(2): 1.
- [11] 安群涛, 姚飞, 孙立志, 等. 双逆变器 SVPWM 调制策略及零序电压抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(4): 1042.
- [12] 袁渊, 朱孝勇, 左月飞, 等. 共直流母线开绕组电机的移相解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4670.
- [13] BU F, PU T, HUANG W, et al. Performance and evaluation of five-phase dual random SVPWM strategy with optimized probability density function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3323.
- [14] 李晓华, 雷轶, 刘成健. 基于 dSPACE 的永磁同步电机低振动噪声控制策略[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(12): 47.
- [15] PINDORIYA R M, RAJPUROHIT B S, KUMAR R. A novel application of harmonics spread spectrum technique for acoustic noise and vibration reduction of PMSM drive[J]. IEEE Access, 2020, 8: 103273.
- [16] LEE K, SHEN G, YAO W, et al. Performance characterization of random pulse width modulation algorithms in industrial and commercial adjustable-speed drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 1078.
- [17] 朱琳, 卜飞飞, 黄文新, 等. 五相逆变器的非正弦双随机空间矢量脉宽调制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(20): 4824.
- [18] 许家群, 赵嗣芳, 殷志鹏. 永磁同步电机锯齿载波减振控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(14): 4281.
- [19] HUANG Y, XU Y, ZHANG W, et al. Hybrid RPWM technique based on modified SVPWM to reduce the PWM acoustic noise [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5667.
- [20] JANKOVSKIS J, STEPINS D, PIKULINS D. Effects of increasing switching frequency in frequency modulated power converters [C] // 2010 9th International Symposium on Electronics and Telecommunicatins, 2010.