

基于混合式脉宽调制的双三相电机 谐波抑制技术*

刘 伽, 张志锋, 孙全增

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 针对双三相电机谐波问题严重带来的噪声问题, 提出了一种混合式脉宽调制技术。该调制技术在传统连续型最大四矢量空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法的基础上进行改进, 把4种零矢量进行有效利用和有效矢量时序重新分配, 并将此改进型SVPWM方法与周期频率调制方法相结合, 提出一种新型混合式脉宽调制技术。与传统连续型最大四矢量调制方式相比, 该调制技术在保证双三相电机矢量控制运行性能的前提下, 以仅增加一次的开关次数为代价, 使开关频率及其整数倍谐波含量分布更加均匀, 显著降低了相电流的高频谐波幅值, 同时还对 z_1 - z_2 谐波子平面谐波幅值波动进行了大幅度抑制。所提方法既不会改变基波的特性, 也不会驱动器中使用额外的电路, 最后仿真结果验证了所提策略的有效性。

关键词: 双三相电机; 谐波抑制; 改进型空间矢量脉宽调制; 周期频率调制; 混合式脉宽调制技术

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)10-0010-10

doi: 10.12177/emca.2022.103

Harmonic Suppression Technology of Dual Three-Phase Motor Based on Hybrid Pulse Width Modulation*

LIU Jia, ZHANG Zhifeng, SUN Quanzeng

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the noise caused by the serious harmonic problem of dual three-phase motor, a hybrid pulse width modulation technology is proposed. This modulation technology is improved on the traditional continuous maximum four-vector space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm. The four kinds of zero vectors are used effectively and the time sequence of effective vectors is redistributed. The improved SVPWM method is combined with the periodic frequency modulation method, and a new hybrid pulse width modulation technology is proposed. Compared with the traditional continuous maximum four-vectors modulation method, the modulation technology makes the distribution of switching frequency and its integral multiple harmonic content more uniform at the cost of increasing the switching times only once, and significantly reduces the high-frequency harmonic amplitude of phase current on the premise of ensuring the operation performance of vector control of dual three-phase motor. At the same time, the fluctuation of z_1 - z_2 harmonic sub plane harmonic amplitude is suppressed greatly. The proposed method neither changes the fundamental wave characteristics nor uses additional circuits in the driver. Finally, the effectiveness of the proposed strategy is verified by simulation.

Key words: dual three-phase motor; harmonic suppression; improved space vector pulse width modulation; periodic frequency modulation; hybrid pulse width modulation technology

收稿日期: 2022-05-25; 收到修改稿日期: 2022-08-26

* 基金项目: 国家自然科学基金(61603263)

作者简介: 刘 伽(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为多相电机的系统及其控制。

张志锋(1981—), 男, 教授, 博导, 研究方向为现代电机和多相电机控制、电动汽车驱动控制系统等。

孙全增(1997—), 男, 博士研究生, 研究方向为多相电机的系统及其控制。

0 引言

随着电力电子变换器的广泛应用,电机驱动系统不再受传统三相电源相数的限制。六相电机因与传统三相电机的紧密联系而受到广泛关注。相比于传统三相电机调速系统,多相电机变频调速系统能够利用低压器件提高电机功率,不仅可以有效减小电机输出转矩脉动,而且拥有较好的容错性和更大的控制自由度。因此,其在要求大功率、高可靠性、高性能的应用场合,如舰船推进、电动汽车、风力发电等领域具有良好的应用前景^[1-5]。其中,相移 30° 的双三相永磁同步电机(DT-PMSM)有两组带隔离中性点的三相绕组,在空间上相移 30° ,其转矩脉动比普通多相电机更小,具有更大的优势^[6]。

近些年,DT-PMSM 在国内外的使用越来越广泛,对其性能的要求也越来越高。DT-PMSM 由双三相电压源逆变器驱动,功率管的开通和关断会在开关频率及其整数倍处产生集中的高频谐波。相比于三相和五相电机,双三相电机中存在谐波低阻抗路径,导致了谐波电压在双三相电机中产生的低频和高频谐波电流均比三相电机大得多,因而双三相电机的损耗和高频噪声问题也比三相电机严重得多^[7-11]。目前,国内外学者针对这一问题做了大量的研究工作。文献[12]以双三相电机最大四矢量调制策略为基础,分析了零矢量分配策略,对比了开关连续型调制和非连续型调制策略,证明了非连续型调制策略的开关频率和谐波含量相对较低,但会在一定程度上增加电磁转矩的脉动。文献[13]利用载波移相技术的 LC 滤波电感抑制了脉宽调制(PWM)引起的高频电流谐波,然而,在逆变器和电机之间使用 LC 滤波电感会增加系统的体积,除此之外,电机驱动系统的附加损耗和动态性能也受到很大的影响。文献[14]基于三相电机提出了一种改进型空间矢量脉宽调制(SVPWM)策略,通过把一个周期内的开关序列进行重组,以提高 33%的开关损耗为代价,抑制了开关频率奇数倍次的谐波,但该方法并没有延伸至多相电机领域且对开关频率要求较高的场合并不适用。文献[15]提出了一种改进型单边规则采样 SVPWM,把两个连续的载波周期内后一个周期的零矢量时序进行换位,该方法可以抑制载波频率奇

数倍的 PWM 谐波,同时减小开关损耗,但此方法只适用于三相电机中锯齿波规则采样,有一定局限性。目前,载波扩频调制技术在降低谐波幅值方面有很好的应用前景,该技术在无需改变系统结构的前提下可以将高频谐波分散到更宽的频域范围,来降低高次谐波的幅值,从而有效抑制电磁干扰。因此,大量关于这方面的研究工作逐步展开。文献[16]采用随机零矢量-随机开关频率的双随机调制策略,该策略控制算法简单,且将开关频率及其整数倍处的高频谐波有效地分散到了较宽的频域,大幅降低了谐波幅值,但在高压情况下其频谱分布不均匀。文献[17]针对五相电机提出一种随机开关延时-随机零矢量的非正弦双随机 SVPWM 方法,该方法在不影响基波和注入谐波分量输出的前提下,显著抑制了高次谐波幅值,从而抑制高频噪声和电磁干扰。然而,目前研究多以三相电机、五相电机为主,双三相电机谐波问题的研究还在起步阶段。另外,为了更高的直流母线电压利用率,充分体现多相电机自由度多的特点,双三相电机矢量控制系统大多采用矢量空间解耦坐标变换最大四矢量的调制方式,但是其产生的 PWM 开关序列并不是中心对称的,虽然减小了开关损耗的影响,但是谐波含量也会显著增加^[18]。

基于上述问题,本文以 DT-PMSM 为研究对象,提出一种混合式脉宽调制策略,可削弱由逆变器驱动产生的开关频率及其整数倍处的高频谐波问题。该调制方法在传统最大四矢量 SVPWM 方法的基础上进行改进,并把改进的 SVPWM 方法与周期载波频率调制策略相结合。采用改进型 SVPWM 方法,在不影响控制系统性能的情况下,可以显著降低开关频率及其奇数倍高次谐波的幅值,而周期性载波调制策略则可以从整体上将开关频率及其整数倍的高次谐波幅值分散到较宽的频域内。将两种方法进行结合,可以更有效地抑制高次谐波幅值,使频谱分布更加平稳,降低系统的振动噪声。最后,搭建了 DT-PMSM 的仿真模型,验证所提方法的有效性。

1 SVPWM

图 1 为中性点隔离的相移 30° DT-PMSM 电压源逆变器的拓扑结构。图中,两套三相定子绕组

有两个独立的节点, ABC 三相绕组节点为 N_1 , UVW 三相绕组节点为 N_2 。

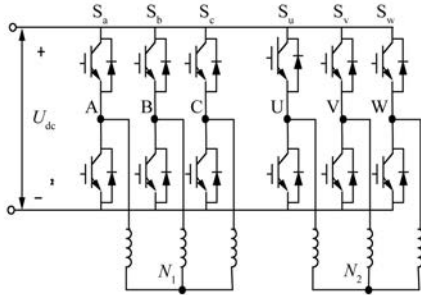


图1 中性点隔离的DT-PMSM电压源逆变器拓扑图

其中 U_{dc} 是直流母线电压, 每相有上下两个桥臂, 其功率管的开通与关断受 PWM 信号控制, 同一时刻每相桥臂只有一个开关管导通。定义开关函数 $S=[S_a S_b S_c S_u S_v S_w]$, $S_a=1$ 表示逆变器 A 相上桥臂导通, $S_a=0$ 表示 A 相下桥臂导通, 其他相亦然。与三相系统相比, 双三相逆变器存在 64 种开关状态, 与其转换开关对应的 64 个电压矢量在 $\alpha-\beta$ 子平面和 $z1-z2$ 子平面的电压矢量可以表示为

$$\begin{cases} U_{\alpha-\beta} = \frac{1}{3}U_{dc}(S_a + S_b a^4 + S_c a^8 + S_u a + S_v a^4 + S_w a^8) \\ U_{z1-z2} = \frac{1}{3}U_{dc}(S_a + S_b a^8 + S_c a^4 + S_u a^5 + S_v a + S_w a^9) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $a=e^{j\pi/6}$ 。

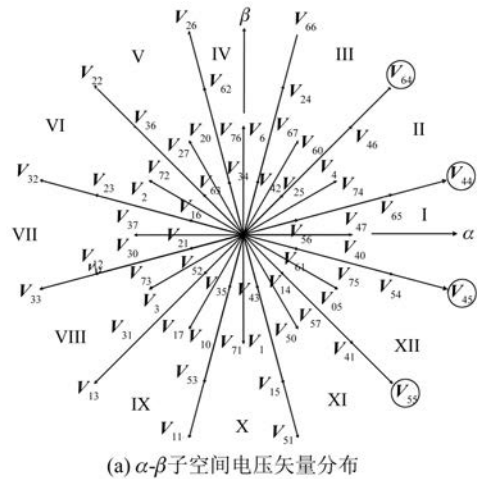
每个电压矢量都可用一个八进制数表示, 八进制数对应的二进制数代表了电压源逆变器的开关状态, 根据不同的开关组合, 可以得到 60 个有效电压矢量和 4 个处于原点位置的零矢量 ($V_{00}, V_{07}, V_{70}, V_{77}$)。64 个电压矢量将 2 个正交的子空间等分为 12 个扇区, 其中 60 个有效矢量按幅值大小可分为大矢量 V_{max} 、中矢量 V_{midl} 、基本矢量 V_{mids} 和小矢量 V_{min} 等 4 组形式, 其幅值分别为

$$\begin{cases} |V_{max}| = \frac{2}{3}U_{dc} \cos \frac{\pi}{12} = 0.644U_{dc} \\ |V_{midl}| = \frac{2}{3}U_{dc} \cos \frac{\pi}{4} = 0.471U_{dc} \\ |V_{mids}| = \frac{1}{3}U_{dc} = 0.333U_{dc} \\ |V_{min}| = \frac{2}{3}U_{dc} \cos \frac{5\pi}{12} = 0.173U_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

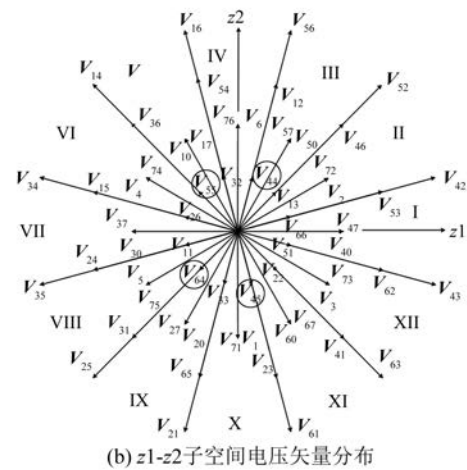
其中 12 个基本矢量的幅值为 $U_{dc}/3$, 对应 24 个开关状态。其余各组矢量都可由这 12 个基本矢量合成, 在 $\alpha-\beta$ 子平面幅值最大的矢量在 $z1-z2$ 子平面的幅值最小, 反之亦然。为了尽可能地提高电压利用率且谐波可控, 本文在 $\alpha-\beta$ 子平面使用最大四矢量 SVPWM 方式并令 $z1-z2$ 子平面中的参考电压矢量为 0。

参考电压矢量 V^* 在扇区 I 时, 其选择的有效电压矢量为 $V_{45}-V_{41}-V_9-V_{11}$, 如图 2 圆圈内电压矢量所示, 其他扇区以此类推。选定 4 个有效电压矢量后, 其矢量作用时间计算过程可表示为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} & V_{\alpha 2} & V_{\alpha 3} & V_{\alpha 4} \\ V_{\beta 1} & V_{\beta 2} & V_{\beta 3} & V_{\beta 4} \\ V_{z1 1} & V_{z1 2} & V_{z1 3} & V_{z1 4} \\ V_{z2 1} & V_{z2 2} & V_{z2 3} & V_{z2 4} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{\alpha}^* T_s \\ V_{\beta}^* T_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ T_5 = T_s - T_1 - T_2 - T_3 - T_4 \end{cases} \quad (3)$$



(a) $\alpha-\beta$ 子空间电压矢量分布



(b) $z1-z2$ 子空间电压矢量分布

图2 六相逆变器空间电压矢量分布

式中： V_{xy} 为第 y 个电压矢量在 x 轴上的投影； T_x 为第 x 个电压矢量在一个载波周期里的作用时间； T_5 为零矢量的作用时间； V_α^* 与 V_β^* 分别为 α - β 子平面中的参考电压矢量；为了尽可能消除定子谐波电流，令 $z1$ - $z2$ 子平面中的参考电压矢量为 0。

2 改进型 SVPWM

双三相两电平 SVPWM 技术包含 60 个有效矢量和 4 个零矢量，其中不同零矢量的分配方式以及不同有效矢量合成时序均会影响逆变器输出电压的谐波分布、谐波含量以及开关损耗。因此本节在传统最大四矢量 SVPWM 技术的基础上对零矢量分配方式和有效矢量合成时序进行适当调整，提出一种改进型 SVPWM 方式。改进后的 SVPWM 技术可以在不影响系统正常运行的前提下有效抑制逆变器输出电压、电流的奇数倍高频谐波幅值。

2.1 零矢量的选择与分配

确定零矢量在一个 PWM 周期内的作用时间后，还需要选择合适的零矢量作用在恰当的位置。为了消除偶次谐波，需保证电压调制波为对称波形。传统最大四矢量 SVPWM 方式在确定每个矢量作用时间后，为了目标矢量在各个扇区之间开关转换次数最小选取零矢量，首尾零矢量都为 V_{00} ，中间插入零矢量为 V_{77} ，即电压各个矢量的作用顺序为 V_{00} 、 V_{01} 、 V_{02} 、 V_{03} 、 V_{04} 、 V_{77} 、 V_{04} 、 V_{03} 、 V_{02} 、 V_{01} 、 V_{77} 。但是由于给定目标矢量在一个扇区中停留的时间长达数十到上百个 PWM 周期（视额定频率 f_n 与载波周期的关系而定）。为了尽量减少开关动作次数，本文所提策略灵活运用这 4 个零矢量，在选择首尾零矢量时，着重考虑在同一扇区中零矢量与相邻矢量相互变换过程中的开关次数最少。

以参考电压矢量 V^* 在第一扇区为例，临近 V_{45} 时选择 V_{07} 为零矢量，此时只有 2 个开关发生变化，同理插入的中间零矢量亦是如此。同时为了实现输出波形转矩脉动小，需采用连续型最大四矢量 SVPWM 方式，即在一个 PWM 周期内，所有的开关均有动作^[12]，还需要第二个和第三个有效矢量之间插入一个零矢量，即 V_{45} 与 V_{44} 之间。为了保证每个 PWM 周期内每组开关都至少动作

一次，插入的零矢量需保证使 2 个有效矢量中相互转换过程的开关总次数最少。最后的各个矢量作用的顺序为 V_{77} 、 V_{55} 、 V_{45} 、 V_{07} 、 V_{44} 、 V_{64} 、 V_{70} 、 V_{64} 、 V_{44} 、 V_{07} 、 V_{45} 、 V_{55} 、 V_{77} 。同理，其他 11 个扇区零矢量选择与分配如表 1 所示。

表 1 零矢量选择分配

| 零矢量 | V_a | V_b | V_c | V_b | V_d |
|-----|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1 | 77 | 07 | 70 | 07 | 77 |
| 2 | 07 | 70 | 77 | 70 | 07 |
| 3 | 00 | 77 | 07 | 77 | 00 |
| 4 | 70 | 77 | 00 | 77 | 70 |
| 5 | 77 | 07 | 70 | 07 | 77 |
| 6 | 07 | 00 | 77 | 00 | 07 |
| 7 | 00 | 70 | 07 | 70 | 00 |
| 8 | 70 | 77 | 00 | 77 | 70 |
| 9 | 77 | 07 | 70 | 07 | 77 |
| 10 | 07 | 00 | 77 | 00 | 07 |
| 11 | 00 | 70 | 07 | 70 | 00 |
| 12 | 70 | 77 | 00 | 77 | 70 |

其中 V_a 为首端零矢量， V_b 为第二个和第三个有效矢量之间插入的零矢量， V_c 为中间零矢量， V_d 为尾端零矢量。

2.2 有效矢量的换序

当合成矢量位于第一扇区时，连续型最大四矢量 SVPWM 方式的开关状态及其矢量合成图如图 3 所示。图 3(a) 为连续型最大四矢量 SVPWM 方式的开关状态图，在一个载波周期内，其矢量合

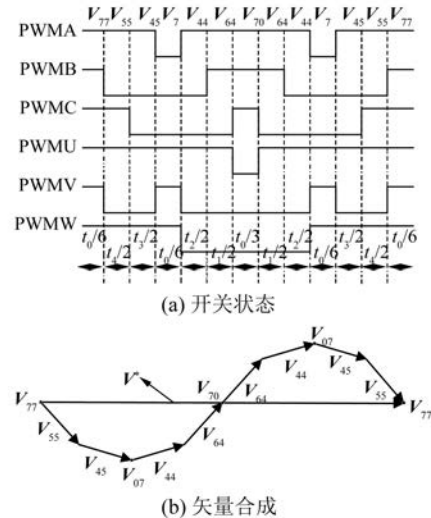


图 3 连续型最大四矢量 SVPWM 技术

成时序为 V_{77} 、 V_{55} 、 V_{45} 、 V_{07} 、 V_{44} 、 V_{64} 、 V_{70} 、 V_{64} 、 V_{44} 、 V_{07} 、 V_{45} 、 V_{55} 、 V_{77} 。

如图 3(b) 所示, 其中 V^* 代表合成电压矢量, 可明显看出有效矢量的作用时序关于中间零矢量 V_{70} 中心对称, 即有效矢量所对应的开关状态关于中间零矢量对称, 故电机中相电压的波形也相对中间零矢量 V_{70} 对称, 因此相电压满足:

$$v(t + T_s) = v(t) \quad (4)$$

式中: T_s 为一个载波周期, 故相电压的变化周期为 T_s , 其对应频率为

$$n \frac{1}{T_s} = n f_s \quad (5)$$

式中: $n=1, 2, 3, \dots, n$; f_s 为载波频率, 对于连续型最大四矢量 SVPWM 技术, 相电压的高次谐波幅值集中在 $f_s, 2f_s, 3f_s, 4f_s$ 。

相比之下, 改进型 SVPWM 方式通过改变后半载波周期内有效矢量作用时序而实现。有效矢量作用时序变换后, 仅末尾零矢量随着相邻有效矢量的变化而变化。以第一扇区为例, 如图 4 所示, 改进型 SVPWM 方式把后半载波周期内有效矢量作用时序 V_{64} 、 V_{44} 、 V_{07} 、 V_{45} 、 V_{55} 变换为 V_{55} 、 V_{45} 、 V_{07} 、 V_{44} 、 V_{64} 。变换后, 由于载波后半周期内矢量作用时序发生改变, 故其对应的开关状态也随之变化, 但其有效矢量作用时间依然保持不变, 故合成电压矢量的大小将不会受到影响。同时, 本策略把 4 种零矢量进行优先选择与分配, 根据有效矢量的变化而选取零矢量的作用位置, 故有效矢量作用时序的改变几乎不会影响其整体开关次数的变化。

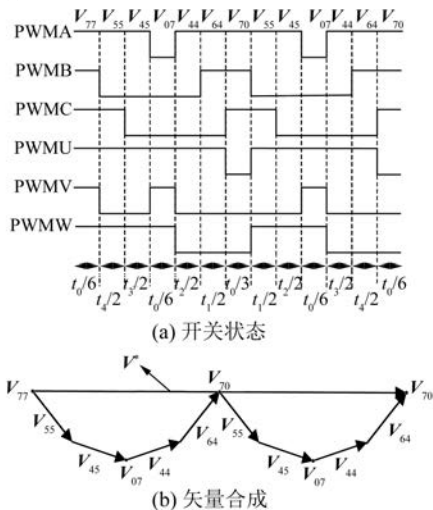


图 4 改进型最大四矢量 SVPWM 技术

如图 4(a) 所示, 改进型 SVPWM 策略在一个载波周期内, 各矢量合成时序变为 V_{77} 、 V_{55} 、 V_{45} 、 V_{07} 、 V_{44} 、 V_{64} 、 V_{70} 、 V_{55} 、 V_{45} 、 V_{07} 、 V_{44} 、 V_{64} 、 V_{70} 。由图 4(b) 可以看出, 在一个载波周期内, 改进型 SVPWM 技术在前后半个周期内有效矢量作用时序不再关于零矢量 V_{70} 中心对称, 其前后半个周期内有效矢量作用时序即开关变化一致, 改进技术的相电压波形在一个载波周期内变成了偶谐函数, 改进后相电压满足:

$$v(t + 0.5T_s) = v(t) \quad (6)$$

由式(6)可知相电压调节周期变为 $0.5T_s$, 其对应频率为

$$n \frac{1}{0.5T_s} = \frac{2n}{T_s} = 2n f_s \quad (7)$$

由式(7)可知, 在开关状态改变之后, 相电压的变化周期变为载波周期的一半, 则相电压的 PWM 载波频率增加了一倍, 故相电压的高次谐波幅值集中在 $2f_s, 4f_s, 6f_s, 8f_s$ 。可以看出, 相电压开关频率及其奇数倍谐波频率被消除。在一个载波周期内, 改进型 SVPWM 策略开关次数共 23 次, 而改进前 SVPWM 方式的开关次数为 22 次, 改进后开关次数仅增加一次。

3 混合式脉宽调制技术

上文提出的改进型 SVPWM 技术通过改变固定载波周期内有效矢量作用时序来大幅度降低开关频率及其奇数倍次的 PWM 谐波。但这种改进型 SVPWM 技术对开关频率偶数倍次的 PWM 谐波几乎没有影响。为了进一步将 PWM 高次谐波幅值分散到更宽的频域范围, 本文将改进型 SVPWM 技术与周期频率调制技术相结合, 提出一种混合式脉宽调制技术。改进型 SVPWM 技术通过微观角度调整载波周期内矢量分配情况进行谐波抑制, 而周期频率调制技术可以从宏观角度的整体周期性变化载波频率来进行高次谐波抑制。周期频率调制技术使载波周期性变化不影响载波周期内矢量的变化, 两者相互独立, 实现过程不存在相互耦合的关系。该方法在改进型 SVPWM 技术的基础上, 进一步将 PWM 高次谐波频率幅值分布在较宽的范围。图 5 为 DT-PMSM 混合式脉宽调制方法的控制框图, 其中虚线所示即为本文所提的混合式脉宽调制方法, 该方法具

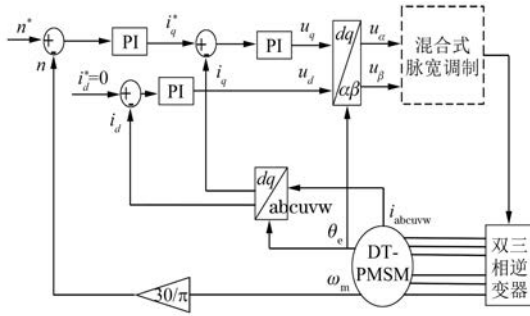
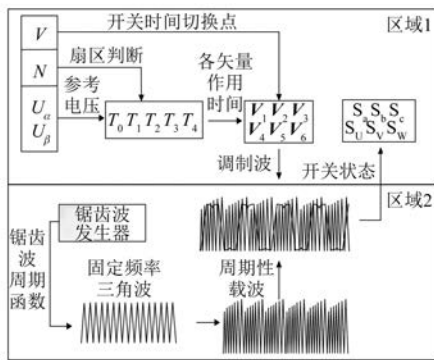


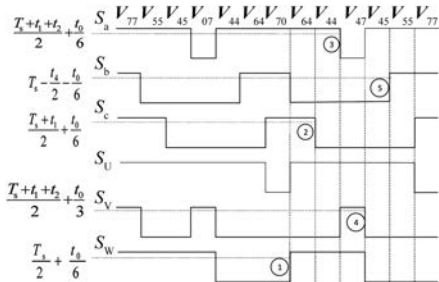
图5 DT-PMSM 混合式脉宽调制方法的控制框图

体实现过程如图6所示。

图6(a)区域1为改进型SVPWM的实现过程。相比于传统连续型最大四矢量SVPWM技术,改进型SVPWM改变了后半周期有源矢量的序列,即所对应的开关状态也随之改变。因此实现改进型SVPWM方式,需要在每个扇区内确定对应的时间切换点,在时间切换点改变开关的状态来实现有效矢量的换序。



(a) 混合式脉宽调制技术合成图



(b) 开关状态及其对应的具体切换时间

图6 混合式脉宽调制技术实现原理图

在一个载波周期内,相比于传统连续型最大四矢量调制方式,改进型SVPWM方法中有3个被修改的开关函数和3个不变的开关函数。当 V^* 位于第一扇区时,改进后的开关状态及其具体

时间如图6(b)所示。①②③④⑤为开关变换的时间切换点,变换后,开关状态函数 S_a 、 S_v 、 S_w 与传统连续型最大四矢量调制方式开关状态相同,修改后的开关状态函数 S_b 在时间点①处变为低电平,在时间点⑤处变为高电平, S_c 在时间点①处变为高电平,时间点②处变为低电平, S_w 在时间点①处变为高电平,时间点④处变为低电平。同理当矢量位于其他十一个扇区时,具体的开关变化状态如表2所示。

表2 各扇区开关变化状态

| 扇区 | S_a | S_b | S_c | S_u | S_v | S_w |
|----|-------|-------|-------|-------|----------|-------|
| 1 | - | ①↓⑤↑ | ①↑②↓ | - | - | ①↑④↓ |
| 2 | - | ①↓③↑ | - | - | ①↓⑤↑①↑②↓ | - |
| 3 | ①↑⑤↓ | ①↓②↑ | - | - | ①↓③↑ | - |
| 4 | ①↑④↓ | - | - | ①↑⑤↓ | ①↓②↑ | - |
| 5 | ①↑②↓ | - | ①↓⑤↑ | ①↑④↓ | - | - |
| 6 | - | - | ①↓④↑ | ①↑②↓ | - | ①↓⑤↑ |
| 7 | - | - | ①↓②↑ | - | - | ①↓④↑ |
| 8 | - | - | - | - | ①↑⑤↓①↓②↑ | - |
| 9 | ①↓⑤↑ | - | - | - | ①↑④↓ | - |
| 10 | ①↓④↑ | - | - | ①↓⑤↑ | ①↑②↓ | - |
| 11 | ①↓②↑ | - | ①↑⑤↓ | ①↓④↑ | - | - |
| 12 | - | - | ①↑④↓ | ①↓②↑ | - | ①↑⑤↓ |

表2中“↑”代表变为高电平,“↓”代表变为低电平。根据图5、图6及表2的逻辑,可以在微控制单元(MCU)中轻松实现每个载波周期内有效矢量时序的转换。

图6(a)区域2代表周期性载波的生成过程。相比于改进型SVPWM方式,混合式脉宽调制技术通过锯齿波发生器模块产生锯齿波周期函数,与三角波发生器结合产生周期性载波频率三角波。用周期性载波频率的三角波替代原有的固定开关频率的三角波,并在其每个变化的开关周期内,进行扇区判断,根据所对应的扇区来选择合适的有效矢量进行时序的变换,这样就实现了本文所提出的混合式脉宽调制技术。

4 仿真分析

本文以DT-PMSM为对象,在MATLAB/Simulink中搭建系统的仿真模型,来验证所提

略的有效性。比较了传统连续型最大四矢量 SVPWM 策略、改进型 SVPWM 策略、改进型 SVPWM 结合周期载波频率的混合式脉宽调制策略 3 种不同方式对应的相电流、相电压、谐波子平面的谐波含量。对相电流的波形进行了低频、高频段快速傅里叶变换 (FFT) 及其功率谱的分析,同时对相电压的波形进行了高频段 FFT 和功率谱分析。其中低频段 FFT 可以直观看出总谐波畸变率 (THD) 及其各次谐波的含量,高频段 FFT 分析可以看出高频段谐波的含量,功率谱分析可以更直观地看出高频段谐波的大小与分布。在仿真中,设置常规 SVPWM 方法的固定开关频率为 10 kHz,周期载波频率的变化范围为 [8 K, 12 K],驱动器直流侧输入电压 U_{dc} 为 340 V。DT-PMSM 主要参数如表 3 所示。

表 3 DT-PMSM 参数

| 参数名称 | 参数值 |
|-------------------------|-------|
| 额定功率 P_N/kW | 28 |
| 电机极对数 p | 4 |
| 定子电阻 R_s/Ω | 0.002 |
| d 轴电感 $L_d/\mu H$ | 200 |
| q 轴电感 $L_q/\mu H$ | 500 |
| 转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$ | 0.02 |
| 永磁体磁链 ψ_f/Wb | 0.092 |

图 7 对比了 3 种不同算法相电流及其低频段的谐波情况。由图 7(a) 可以看出,传统最大四矢量 SVPWM 方式相电流 THD 为 3.52%,在低频域,可以明显看出相电流的五次、七次谐波含量较高,分别占比 2.31%、1.39%。图 7(b) 为改进型 SVPWM 方式的仿真结果,其相电流 THD 降低为 2.63%,五次、七次谐波含量分别为 1.03%、0.83%,相比于传统 SVPWM 方式,改进型 SVPWM 方法 THD 减小 0.89%,且其五次、七次谐波含量分别降低 1.28% 和 0.56%。图 7(c) 为混合式脉宽调制方式的仿真结果,在低频域其相电流波形谐波含量明显减少,THD 降低为 2.10%,五次、七次谐波含量分别为 0.21% 和 0.05%,THD 比改进型 SVPWM 方式减小了 0.53%,其五次、七次谐波分别减小了 0.82%、0.72%,相电流波形明显更接近正弦,改善了系统的性能。

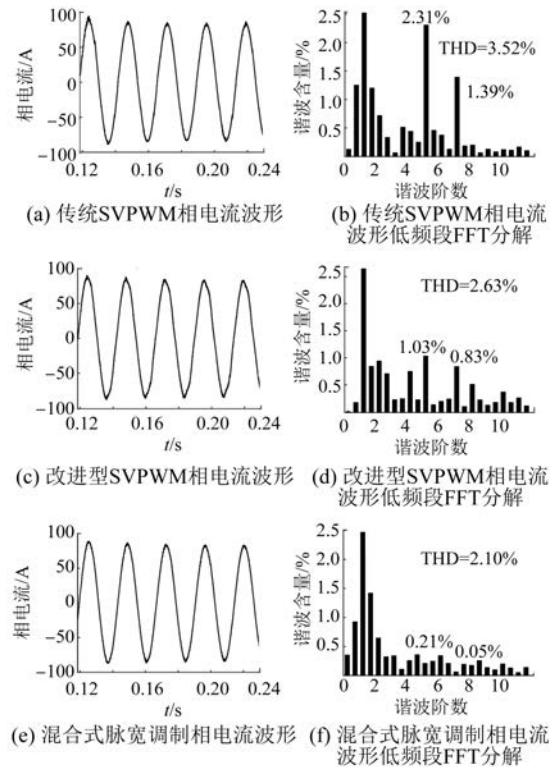


图 7 3 种不同调制方式对应的相电流波形及其低频段 FFT 分解

图 8 为使用 3 种不同调制算法的相电流高频段 FFT 及其功率谱的谐波情况。由图 8(a) 可以看出,传统 SVPWM 方式相电流的高频谐波均集中在开关频率及其整数倍附近,由其功率谱可以明显看出其开关频率及其整数倍有明显较高的峰值,其高次谐波在 10、20、30、40 kHz 处的幅值分别为 12.85、2.21、-0.62、5.23 dbm。图 8(b) 为改进型 SVPWM 技术的仿真情况,该方法明显降低了开关频率奇数倍次的谐波幅值,在 10、20 kHz 处的谐波幅值分别降低了 33.17、25.46 dbnm,但开关频率偶数倍次谐波幅值几乎没有改变。图 8(c) 为混合式脉宽调制技术仿真情况,该技术使开关频率及其整数倍的高频谐波幅值均有所降低,由功率谱可以看出,在 10、20、30、40 kHz 的高次谐波幅值分别降低到 -15.63、-12.39、-20.87、-16.21 dbm,电流谐波在其开关频率整数倍处无明显的峰值谐波,整个电流频谱相对平稳,大大改善了系统协同的性能。

图 9 为 3 种不同调制方式对应的 z_1-z_2 谐波子平面电流仿真波形。如图 9(a) 所示,传统连续

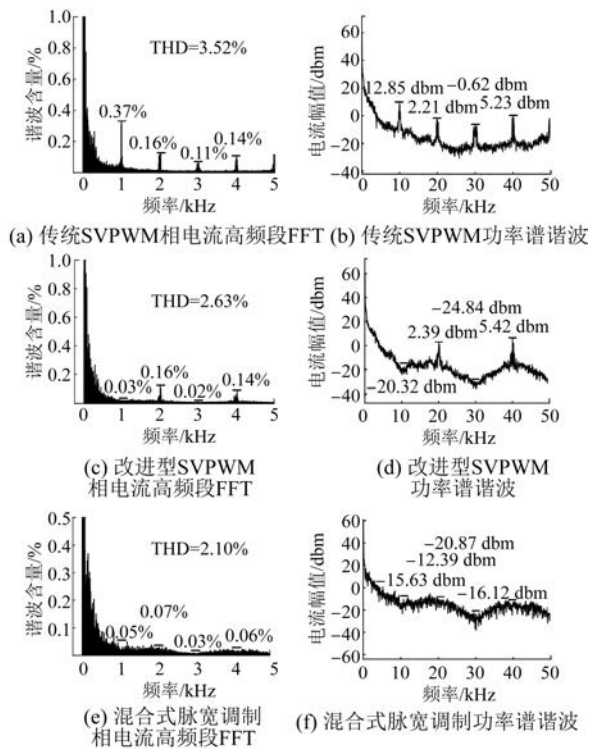


图 8 3 种不同调制方式对应的相电流高频段 FFT 分解及其频谱分析

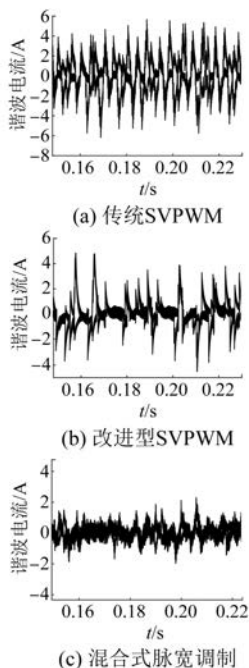


图 9 3 种不同调制方式对应的 z_1 - z_2 谐波子平面电流仿真波形

型最大四矢量 SVPWM 方式的谐波平面电流各处的波动最大范围接近 12。图 9 (b) 为改进型

SVPWM 方式下谐波平面电流波形,其谐波波动范围最大为 10,大多时间段对应的谐波幅值波动为 5~7。如图 9 (c) 所示,混合式脉宽调制技术幅值波动范围降低到 4,相比于前两种调制方式,混合式脉宽调制方式对谐波平面电流波动有更好的抑制效果。

图 10 为 3 种不同调制算法下相电压的波形图,可以看出相电压波形并无明显变化,采用改进型 SVPWM 和混合式脉宽调制技术只改变了每个开关周期内电压矢量作用时序和分配情况,并没有改变有效矢量作用的时间,因此合成参考电压矢量的大小并没有改变,只对开关损耗和谐波含量有一定影响,故与上文理论分析相符。

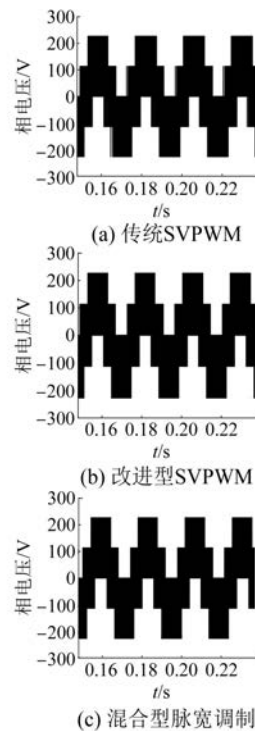


图 10 3 种不同调制方式对应的相电压波形

图 11 为使用 3 种调制方式下相电压高频段 FFT 及其功率谱分析。由图 11 (a) 可以看出,使用传统 SVPWM 方式在开关频率 10、20、30、40 kHz 处的电压谐波幅值分别为 58.56、57.21、53.48、59.13 dbm,谐波含量占比分别为 33.32%、24.76%、17.26%、31.86%。可以看出相电压在开关频率及其整数倍处有明显的高次谐波,其峰峰值较大。当使用改进型 SVPWM 方式时,其 10、30 kHz 处的谐波幅值变为 23.85、25.12 dbm,幅值

降低了 34.71、28.36 dbm,由高频 FFT 分析可知 10、30 kHz 谐波含量降到了 30.47% 和 16.01%,大大降低了开关频率及其奇数倍的谐波峰值,但在 20、40 kHz 处谐波含量几乎不变,与改进型 SVPWM 方式结果相吻合。使用混合式脉宽调制方式时,10、20、30、40 kHz 处的电压谐波幅值分别为 36.75、43.21、32.81、41.36 dbm,相比于传统 SVPWM 方式,其谐波幅值分别降低了 21.81、14.00、20.67、17.77 dbm,相比于改进型 SVPWM 方式,其偶次高频谐波 20、40 kHz 处的电压幅值降低了 15.1、18.69 dbm。使用混合式脉宽调制技术明显抑制了开关频率及其整数倍频率高次谐波幅值尖峰,高频谐波幅值均匀分布在开关频率及其整数倍附近,且功率谱光滑、无明显尖峰。综上所述,混合式脉宽调制方法显著抑制了高频谐波含量,且谐波分散效果优于传统和改进型 SVPWM 方式,与理论分析一致。

脉宽调制技术。该调制技术把改进型 SVPWM 与周期载波频率调制方法相结合,可以更有效地降低相电流低频段及高频段的谐波含量,并大大抑制了谐波子平面的谐波振荡问题。且该控制策略不需要修改系统硬件、改变调节器参数,在不影响矢量控制系统性能的前提下,使电流频谱分布更加均匀。

【参考文献】

[1] 袁飞雄,黄声华,龙文枫. 六相永磁同步电机谐波电流抑制技术[J]. 电工技术学报,2011,26(9): 31.

[2] 郑剑,荣飞,黄守道,等. 基于共模电压抑制的双 Y 移 30°六相 SVPWM 方法[J]. 中国电机工程学报,2017,37(24): 7338.

[3] 张建亚,王凯,朱姝姝,等. 双三相永磁同步电机多谐波电流协同控制策略[J]. 中国电机工程学报,2020,40(2): 644.

[4] BARRERO F, DURAN M J. Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines—Part I [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (1): 459.

[5] 杨金波,杨贵杰,李铁才. 双三相永磁同步电机的建模与矢量控制[J]. 电机与控制学报,2010,14(6): 1.

[6] 卢峥,欧阳红林,孟超,等. 多电平双 Y 移 30°永磁同步电机的矢量控制系统[J]. 电工技术学报,2016,31(22): 45.

[7] 伍小杰,李洪亮,路进军,等. 双三相感应电机新型空间矢量脉宽调制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2012,32(33): 111.

[8] LEE K, SHEN G T, YAO W, et al. Performance characterization of random pulse width modulation algorithms in industrial and commercial adjustable-speed drive [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53 (2): 1078.

[9] CHE H S, LEVI E, JONES M, et al. Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (1): 407.

[10] LIM Y C, JUNG Y G, OH S Y, et al. A two-phase separately randomized pulse position PWM (SRP-PWM) scheme with low switching noise characteristics over the entire modulation index [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27

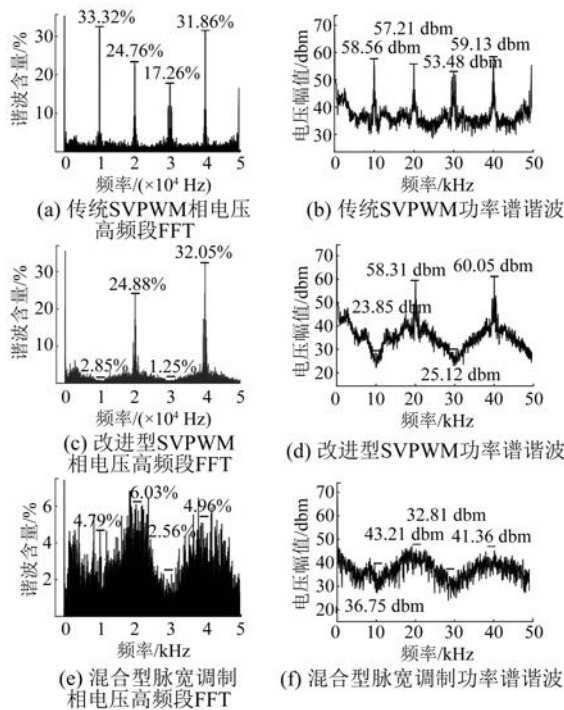


图 11 3 种不同调制方式对应的相电压高频段 FFT 分解及其频谱分析

5 结 语

本文针对 DT-PMSM 矢量控制系统在逆变器驱动的情况下,其开关频率及其整数倍处存在严重的高频谐波这一主要问题,提出了一种混合式

- (1): 362.
- [11] KIM K S, JUNG Y G, LIM Y C. A new hybrid random PWM scheme [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(1): 192.
- [12] 任远, 章玮, 张平. 双Y移30°永磁同步电机空间矢量PWM技术零矢量分配研究[J]. *电工电能新技术*, 2013, 32(4): 31.
- [13] ZHANG D, WANG F, RURGOS R, et al. Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, 46(3): 1042.
- [14] HUANG Y L, XU Y X, LI Y, et al. PWM frequency voltage noise cancelation in three-phase VSI using the novel SVPWM strategy [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(10): 8596.
- [15] HUANG Y L, XU Y X, ZHANG W T, et al. Modified single-edge SVPWM technique to reduce the switching losses and increase PWM harmonics frequency for three-phase VSIs [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(10): 10643.
- [16] 刘洋, 王庆义, 赵金. 基于矢量控制系统的双随机PWM技术研究[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(36): 98.
- [17] 朱琳, 卜飞飞, 黄文新, 等. 五相逆变器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] KARTTUNEN J, KALLIO S, HONKANEN P, et al. Partial current harmonic compensation in dual three-phase PMSMs considering the limited available voltage [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(2): 1038.

(上接第9页)

- [10] LIN F, HUNG Y, HWANG J, et al. Fault-tolerant control of a six-phase motor drive system using a Takagi-Sugeno-Kang type fuzzy neural network with asymmetric membership function [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(7): 3557.
- [11] MOHAMMADPOUR A, MISHRA S, PARSA L. Fault-tolerant operation of multiphase permanent-magnet machines using iterative learning control [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, 2(2): 201.
- [12] FENG G, LAI C, LI W, et al. Open-phase fault modeling and optimized fault-tolerant control of dual three-phase permanent magnet synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 11116.
- [13] MIRJALILI S, MIRJALILI S M, LEWIS A. Grey wolf optimizer [J]. *Advances in Engineering Software*, 2014, 69: 46.
- [14] 阮祝鑫, 肖玲斐, 林聪. 基于随机进化灰狼优化算法的分数阶自抗扰启动控制[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(12): 10.
- [15] 林聪, 肖玲斐, 陈勇兴. 基于GWO-PSO优化的三级式发电机二自由度分数阶PID调压控制[J]. *电机与控制应用*, 2021, 48(12): 1.
- [16] MA L, XIAO L, SATTAROV R R, et al. Design of wind turbine torque controller with second-order integral sliding mode based on VGWO algorithm [J]. *Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*, 2021, 38(2): 259.
- [17] 刘颖, 张正, 马恩林. 关于有限集点分布均匀性的度量方法[J]. *首都师范大学学报(自然科学版)*, 1997, 18(3): 10.
- [18] 郑冬霞, 刘咏莹. 绕组开路故障下的双三相永磁同步电机容错控制[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(5): 28.