

三电平脉宽调制逆变器共模电压的抑制策略

王利波, 杜锦华

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对三电平脉宽调制(PWM)逆变器运行过程中会产生大量共模电压、高频 dv/dt 等谐波的问题,采用一种分区域 PWM 调制策略(Ma-PWM)来抑制 PWM 变换器的共模电压。通过调制指数将三电平空间矢量重新划分为多个不同的调制区域,在不同的调制区域内采用 4 种基本矢量类型中的大矢量、中矢量以及小矢量来实现三电平 PWM 调制算法。分区域 PWM 调制策略将扇区内部的小区域划分为高、低两个调制区域,并合理选择最邻近的基本电压矢量来合成参考矢量。仿真结果表明:Ma-PWM 调制策略在不同负载类型下的共模电压幅值为直流母线电压的 $1/6$;此外,在可变速负载下,PWM 逆变器的共模电压幅值不仅能够减小到原来的 $1/2$,而且 PWM 逆变器输出电流波形的总谐波失真小于 5% 。该方法不仅能够抑制共模电压,还能够减小 PWM 逆变器输出电流的总谐波失真。

关键词: 三电平 PWM 逆变器;共模电压抑制;脉宽调制;扇区划分;电压矢量

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202303015 **文章编号:** 0253-987(2023)03-0160-03

Common-Mode Voltage Suppression Strategy for Three-Level Pulse Width Modulation Inverter

WANG Libo, DU Jinhua

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In view of the large amount of common mode voltage (CMV), high-frequency dv/dt and other harmonics generated during the operation of the three-level PWM inverter, a subregion PWM modulation strategy is adopted to suppress the common mode voltage of the PWM converter. The three-level space vector is redivided into several different modulation regions by modulation index. In different modulation regions, the three-level PWM modulation algorithm is realized by using large vector, medium vector, and small vector of four basic vector types. The subregion PWM modulation strategy (Ma-PWM) divides the small region inside the sector into high and low modulation regions, and uses the nearest basic voltage vector to synthesize the reference vector. The simulation results show that the common mode voltage amplitude of the proposed Ma-PWM modulation strategy under different load types is $1/6$ of the DC bus voltage. In addition, the common mode voltage amplitude of the PWM inverter under variable speed load can be reduced to $1/2$ of the original, and the total harmonic distortion (THD) of the output current waveform of the PWM inverter is less than 5% . This method can not only suppress the common mode

voltage but also reduce the total harmonic distortion of the PWM inverter output current.

Keywords: three-level PWM inverter; common-mode voltage suppression; pulse width modulation; sector division; voltage vector

随着宽禁带半导体技术的不断进步,尤其以高电压、大电流的 SiC、GaN 的技术不断突破,三电平脉宽调制(PWM)变换器在交流调速控制中得到越来越广泛的应用。但是,一方面由于半导体开关器件工作频率越来越高,PWM 逆变器在较高的工作频率下容易产生过电压等问题,进而影响交流控制设备的绝缘性能;另一方面,PWM 逆变器在运行过程中产生共模电压、高频 dv/dt 等谐波问题会在交流电动机转轴上感应出轴电压或轴电流,当轴电压、轴电流大于轴承上的绝缘电压时,电机轴承上会形成放电电流,严重时产生放电火花进而损坏电动机的轴承^[1]。此外,三相 PWM 变换器产生高频的 dv/dt 以及高速的半导体开关管会产生很大的电磁干扰,影响交流控制系统及相关电子设备的正常工作。

PWM 变换器共模电压的抑制主要包括硬件和软件两种方法。硬件抑制共模电压主要是通过增加滤波电路来实现抑制效果。文献[1]是通过设计前馈有源滤波器,合理利用共模电压的高频特性,采用截止频率远小于开关频率的低通滤波器来降低和消除共模电压。文献[2]是通过设计混合 EMI 滤波器来实现共模噪声的抑制。由于 PWM 变换器的共模电压和高频 dv/dt 会在电机驱动系统产生轴电压、轴电流加剧电机轴承等部件损坏,为了降低轴电压、轴电流的危害可以通过采用轴承绝缘、轴接地电刷和共模滤波器等来实现共模电压的抑制^[3-6]。文献[7]中提出了一种多极点无源 dv/dt 滤波器的设计方法来降低 PWM 逆变器的共模电压和 dv/dt 。硬件抑制共模电压不仅抑制效果不理想,而且还会增加整个 PWM 变换器的体积和成本。软件抑制共模电压的主要思路是在 PWM 的源头进行抑制,进而达到降低或消除共模电压的目的。通过分析空间矢量脉宽调制(SVPWM)、无零矢量脉宽调制(near state PWM, NSPWM)及动态零状态 PWM(active zero state PWM, AZSPWM)等调制算法可知,NSPWM 和 AZSPWM 能够在一定程度上抑制 PWM 逆变器的共模电压^[8-11]。文献[12]针对单相三电平中点钳位整流器的一种单相空间矢量脉宽调制方法进行了分析。此外,为了降低三电平调制算法的复杂度,三电平 PWM 变换器的 SVPWM 调制可以由两电平

SVPWM 算法进一步推广实现^[13-14]。文献[15]分析了一种双极性载波 PWM 方法,并通过功率因数重新划分空间矢量扇区来抑制 PWM 变换器的共模干扰。此外,通过在载波 PWM 调制注入零序分量也可以实现抑制 PWM 变换器的共模电压^[16-17]。虚拟矢量可以通过选择特定的电压矢量来合成,进而达到降低共模电压的目的^[18-20]。SVPWM 调制算法的调制区域有不同分类方式,通过在不同调制区域内选择合适的基本电压矢量可以有效降低 PWM 逆变器输出波形中的谐波成分^[21-24]。文献[25]通过分析载波 PWM 和三电平中低共模电压矢量进而提出了一种抑制共模 EMI 噪声的矢量合成方法。三电平 PWM 逆变器中点电位波动的主要因素是负载电流对中点变化,文献[26]通过对双移相 PWM 控制实现三电平变换器的中点平衡。

本文通过对三电平二极管箝位电路进行分析,采用软件策略来实现三相 PWM 逆变器的共模电压的抑制。首先,对三电平 SVPWM 基本原理进行分析,并推导出 PWM 逆变器的共模电压的数学表达式。然后,通过理论分析三电平 PWM 逆变器电压矢量的共模电压幅值,提出一种分区域 PWM 调制策略。该方法在不同调制区域内采用不同电压矢量合成参考矢量实现共模电压的抑制。最后,在分区域 PWM 调制策略理论分析的基础上,采用不同负载类型验证 PWM 调制算法的正确性。

1 三电平 SVPWM 的原理

三电平二极管中点钳位电路拓扑如图 1 所示。三电平二极管箝位电路的每相桥臂均由 4 个 MOSFET 开关管并带有反并联的二极管以及两个续流二极管组成。若忽略二极管箝位电路中点电位的变化,三电平电路的每相桥臂都可以输出 3 种不同的电平。以 A 相桥臂为例,当 A 相桥臂的 SA1、SA2 开关管导通,SA3、SA4 开关管关断时, a 点到直流侧中点 m 的电压 U_{am} 为 $V_{dc}/2$,记此时 A 相桥臂的开关状态为“P”。同理,当 a 点到直流侧中点 m 的电压 U_{am} 为 0 和 $-V_{dc}/2$ 时,相应 A 相桥臂的开关状态分别记为“O”和“N”。

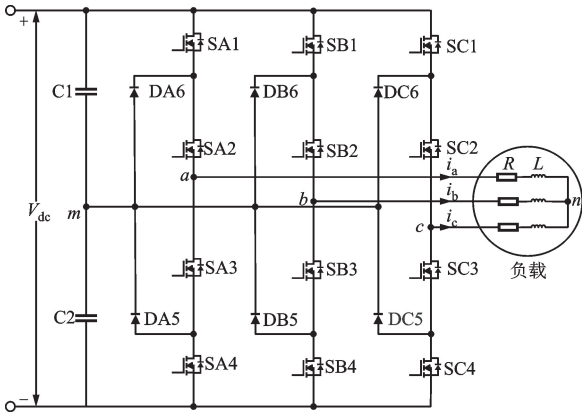


图 1 三电平二极管中性点钳位电路

Fig. 1 Three-level diode neutral point clamp circuit

可见,三电平二极管箝位电路共有 $3^3=27$ 种开关组合。由于不同的开关组合对应着不同的电压矢量,因此可以得到三电平矢量图如图 2 所示。此外,根据电压矢量幅值的不同,这 27 种开关组合可以分为零矢量、小矢量、中矢量和 大矢量 4 种类型,如表 1 所示。

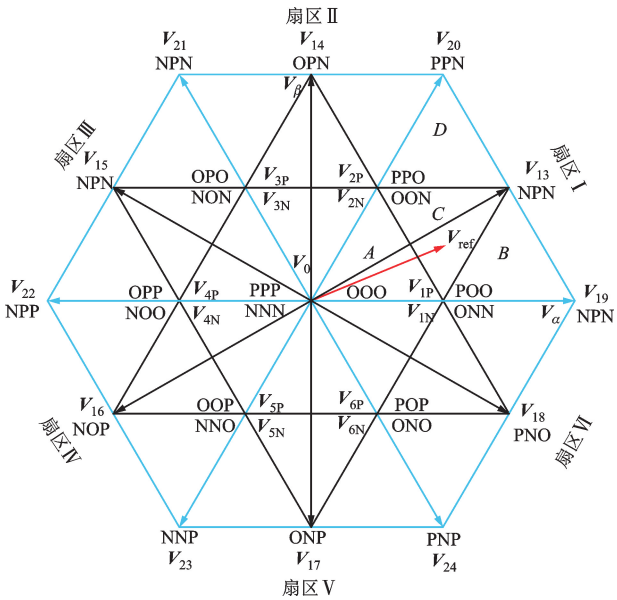


图 2 三电平矢量图

Fig. 2 Three-level vector diagram

SVPWM 是利用空间电压矢量的切换来实现圆形旋转磁场。相比于 SPWM 调制技术,SVPWM 最大的优势是空间矢量 PWM 调制可以实现较高的直流母线利用率。SVPWM 通过电压平均值等效原理,在每个调制周期内,根据给定电压矢量所处的扇区,控制改扇区两个有效工作电压适量作用时间来合成给定的电压矢量^[27]。

表 1 不同开关组合对应的电压矢量

Table 1 Voltage vectors corresponding to different switch combinations

矢量类型	开关状态	电压矢量幅值
零矢量	PPP/OOO/NNN	0
小矢量	POO/PPO/OPO/OPP/POP/OPP ONN/OON/NON/NOO/NNO/ONO	$V_{dc}/3$
中矢量	PON/OPN/NPO/NOP/ONP/PNO	$V_{dc}/\sqrt{3}$
大矢量	PNN/PPN/NPN/NPP/NNP/PNP	$2V_{dc}/3$

三电平 SVPWM 调制策略一般包括参考电压矢量 V_{ref} 的扇区选择、电压矢量作用时间的计算和开关序列的分配。为了减小三电平输出的谐波,三电平 SVPWM 调制策略的合成一般采用“就近原则”,即参考电压矢量 V_{ref} 使用最邻近的三个电压矢量进行合成。三电平 SVPWM 扇区选择的主要目的是快速确定参考矢量所在的区域,为后续开关序列的分配确定邻近的电压矢量。三电平 SVPWM 的扇区选择一般先判断参考矢量 V_{ref} 所在的大扇区,然后判断参考矢量 V_{ref} 位于该大扇区内部哪个小区域,如图 3 所示是参考矢量 V_{ref} 位于大扇区 I 内 B 小区域。

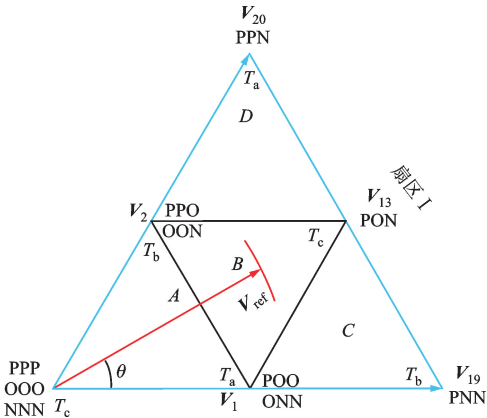


图 3 扇区 I 内部小区域选择

Fig. 3 Selection of small area within sector I

以参考矢量 V_{ref} 位于扇区 I 内为例,如图 3 所示,由于在 B 区域内部最邻近的电压矢量分别为 V_1 、 V_2 和 V_{13} ,其相应的电压矢量作用时间分别为 T_a 、 T_b 和 T_c 。令采样周期为 T_s ,则由伏秒平衡可得

$$V_{ref} T_s = V_1 T_a + V_2 T_b + V_{13} T_c \quad (1)$$

式中: V_1 、 V_2 和 V_{13} 是相应的电压矢量; T_a 、 T_b 和 T_c 分别为电压矢量 V_1 、 V_2 和 V_{13} 的作用时间; V_{ref} 为参考矢量; T_s 为采样周期。

将 $\mathbf{V}_{\text{ref}} = \mathbf{V}_{\text{ref}} e^{j\theta}$ 、 $\mathbf{V}_1 = \frac{V_{\text{dc}}}{3}$ 、 $\mathbf{V}_2 = \frac{V_{\text{dc}}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$ 和 $\mathbf{V}_{13} = \frac{V_{\text{dc}}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}}$ 代入式(1)整理并化简可得

$$\begin{cases} T_b + T_c = \frac{2\sqrt{3}\mathbf{V}_{\text{ref}}T_s}{V_{\text{dc}}}\sin\theta \\ 2T_a + T_b + 3T_c = \frac{6\mathbf{V}_{\text{ref}}T_s}{V_{\text{dc}}}\cos\theta \end{cases} \quad (2)$$

由于在一个采样周期内 $T_a + T_b + T_c = T_s$ 成立,由式(2)可得参考矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 在扇区 I 内 B 小区域的作用时间如式(3)所示

$$\begin{cases} T_a = T_s [1 - 2m_a \sin\theta] \\ T_b = T_s [1 + 2m_a \sin(\theta - \frac{\pi}{3})] \\ T_c = T_s [2m_a \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) - 1] \end{cases} \quad (3)$$

式中: m_a 为调制指数。同理,可以得到三电平二极管箝位电路在图 2 空间矢量图中任意扇区及区域中电压矢量作用时间。

参考矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 位于扇区 I 内 D 区域的开关状态序列如图 4 所示。

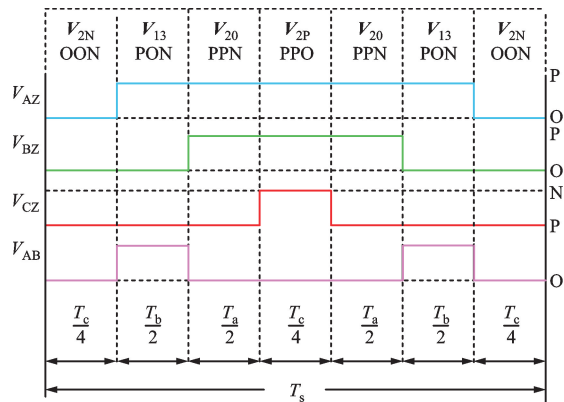


图 4 扇区 I 内 D 区域的开关序列

Fig. 4 Switching sequence of D area in sector I

SVPWM 在一个采样周期 T_s 内使用 PPO 和

OON 两个小矢量、PON 中矢量以及 PPN 大电压矢量,即 SVPWM 在每个 T_s 内由 4 种不同的电压矢量组成。此外,为了保证在每个 T_s 时间内有且仅有一个相桥臂的开关状态动作,传统 SVPWM 采用中心对称的七段式开关序列。

2 三电平 PWM 逆变器的共模电压

由于三相 PWM 逆变器以面积等效原理为基础,因此 PWM 逆变器的输出电压中含有较多的谐波,其中共模电压最为显著。共模电压在负载中会产生共模电流。共模电流的大小取决于负载、电路结构等^[1]。

根据图 1 中的直流母线侧中点可得

$$\begin{cases} V_{am} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + V_{nm} \\ V_{bm} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + V_{nm} \\ V_{cm} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + V_{nm} \end{cases} \quad (4)$$

式中: V_{am} 、 V_{bm} 、 V_{cm} 分别为三相 PWM 逆变器输出的相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 分别为负载电流; V_{nm} 为负载中性点到直流母线侧中点的电压; R 、 L 分别为负载电阻、电感。

由于三相 PWM 逆变器驱动三相对称性负载,即 $i_a + i_b + i_c \approx 0$, 因此,三相 PWM 逆变器的共模电压可以定义为

$$V_{nm} = \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} \quad (5)$$

通过上式可知,三相 PWM 逆变器的开关状态不同,PWM 逆变器输出的共模电压也不尽相同。三相 PWM 逆变器处于零矢量时,尽管逆变器输出的电压矢量幅值为零,但是三相 PWM 逆变器输出的共模电压不一定为零。同理,根据式(5)可知,三电平的 27 种开关组合的共模电压如表 2 所示。

表 2 不同电压矢量对应的共模电压

Table 2 Common mode voltages corresponding to different voltage vectors

矢量类型	开关组合	电压矢量幅值 $ \mathbf{V}_{\text{ref}} $	共模电压幅值 $ \mathbf{V}_{nm} $
零矢量	PPP/NNN	0	$V_{\text{dc}}/2$
	OOO		0
小矢量	ONN/PPO/NON/OPP/NNO/POP	$V_{\text{dc}}/3$	$V_{\text{dc}}/3$
	POO/OON/OPO/NOO/OOP/ONO		$V_{\text{dc}}/6$
中矢量	PON/OPN/NPO/NOP/ONP/PNO	$V_{\text{dc}}/\sqrt{3}$	0
大矢量	PNN/PPN/NPN/NPP/NNP/PNP	$V_{\text{dc}}/3$	$V_{\text{dc}}/6$

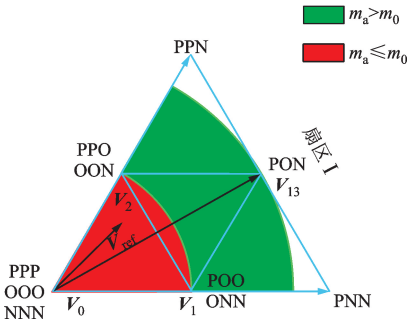


图 6 低调制区域空间矢量图

Fig. 6 Spatial vector diagram of low modulation area

此外,低调制区域的开关序列的分配主要包括各个电压矢量作用时间分配和电压矢量的选择。电压矢量作用时间依然采用对称的五段式,但电压矢量的选择不再遵循严格的对称。图 7 是低调制区域下扇区 I 内的开关序列的分配。

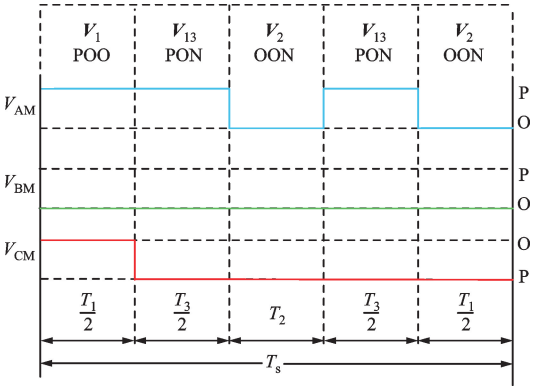


图 7 低调制区域下扇区 I 的开关序列

Fig. 7 Switching sequence of sector I in low modulation region

3.2 高调制区域

当参考矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 位于图 8 所示高调制区域时,若依然采用低调制区域的策略合成参考矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$,将会导致 PWM 逆变器输出的电流波形发生一定程度的畸变。

为了解决上述问题,当 PWM 逆变器由低调制区域进入高调制区域时,可以将三电平的电压矢量图进行重新划分,即以中矢量为界重新划分扇区。当参考矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 位于图 8 中扇区 I 时, $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 由电压矢量 $\mathbf{V}_{18}$ 、 $\mathbf{V}_{13}$ 及 $\mathbf{V}_1$ 合成,即有如下公式成立

$$\mathbf{V}_{18} T_1 + \mathbf{V}_{13} T_2 + \mathbf{V}_0 T_3 = \mathbf{V}_{\text{ref}} T_s \quad (11)$$

式中: T_1 、 T_2 、 T_3 分别为电压矢量 $\mathbf{V}_{18}$ 、 $\mathbf{V}_{13}$ 、 $\mathbf{V}_0$ 的作用时间; T_s 为采样周期。

将 $\mathbf{V}_{\text{ref}} = \mathbf{V}_{\text{ref}} e^{j\theta}$ 、 $\mathbf{V}_{18} = \frac{V_{\text{dc}}}{\sqrt{3}} e^{-j\frac{\pi}{6}}$ 、 $\mathbf{V}_{13} = \frac{V_{\text{dc}}}{\sqrt{3}} e^{j\frac{\pi}{6}}$ 、 $\mathbf{V}_1 = \frac{V_{\text{dc}}}{3}$ 代入式(11) 计算,并联立 $T_1 + T_2 + T_3 = T_s$

整理并化简可知

$$\begin{cases} T_1 = 2T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_s \\ T_2 = 2T_s m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) + T_s \\ T_3 = 3T_s - 2\sqrt{3}T_s m_a \cos\theta \end{cases} \quad (12)$$

式中: m_a 为 SVPWM 的调制指数; θ 为参考矢量 $\mathbf{V}_{\text{ref}}$ 的角度。

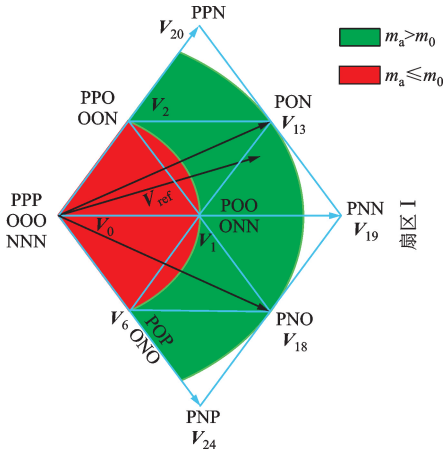


图 8 高调制区域空间矢量图

Fig. 8 Spatial vector diagram of high modulation area

由此可知,基本电压矢量 $\mathbf{V}_{18}$ 、 $\mathbf{V}_{13}$ 的作用时间分别为 T_1 、 T_2 ,电压矢量 $\mathbf{V}_0$ 采用 $\mathbf{V}_1$ 替换,其作用时间为 T_3 。高调制区域下开关序列的分配如图 9 所示。而其他扇区的开关序列在保持中点电位平衡的情况下可以通过相似的方法得到对应的开关序列。

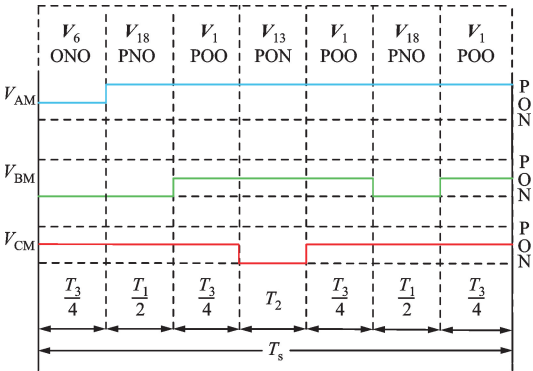


图 9 高调制区域下扇区 I 的开关序列

Fig. 9 Switching sequence of sector I in high modulation region

4 仿真验证

4.1 恒速负载

为了能够验证上述调制策略的正确性和有效性,本文通过在 MATLAB/Simulink 软件中搭建如图 1 所示的电路拓扑进行仿真分析。由于三相异步电动机可以看作电感和电阻串联而成的感性负载,故首先采用阻感负载来验证算法的正确性,然后通过搭建矢量控制来验证算法在控制系统中的稳定性。此外,由于高速电机具有功率密度高、体积小等优点而广泛应用于生产生活,高速电机的转速在 10 000 r/min 以上,故恒速负载下仿真电路主要参数如表 3 所示。

表 3 PWM 逆变器的电路参数
Table 3 Circuit parameters of PWM inverter

电路参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	800
基波频率/Hz	1 200
载波频率/Hz	32 400
电阻/ Ω	0.25
电感/mH	2.5

当采用传统 SVPWM 调制策略时,三电平 PWM 逆变器输出的波形及电流波形的快速傅里叶变换(FFT)如图 10 所示。

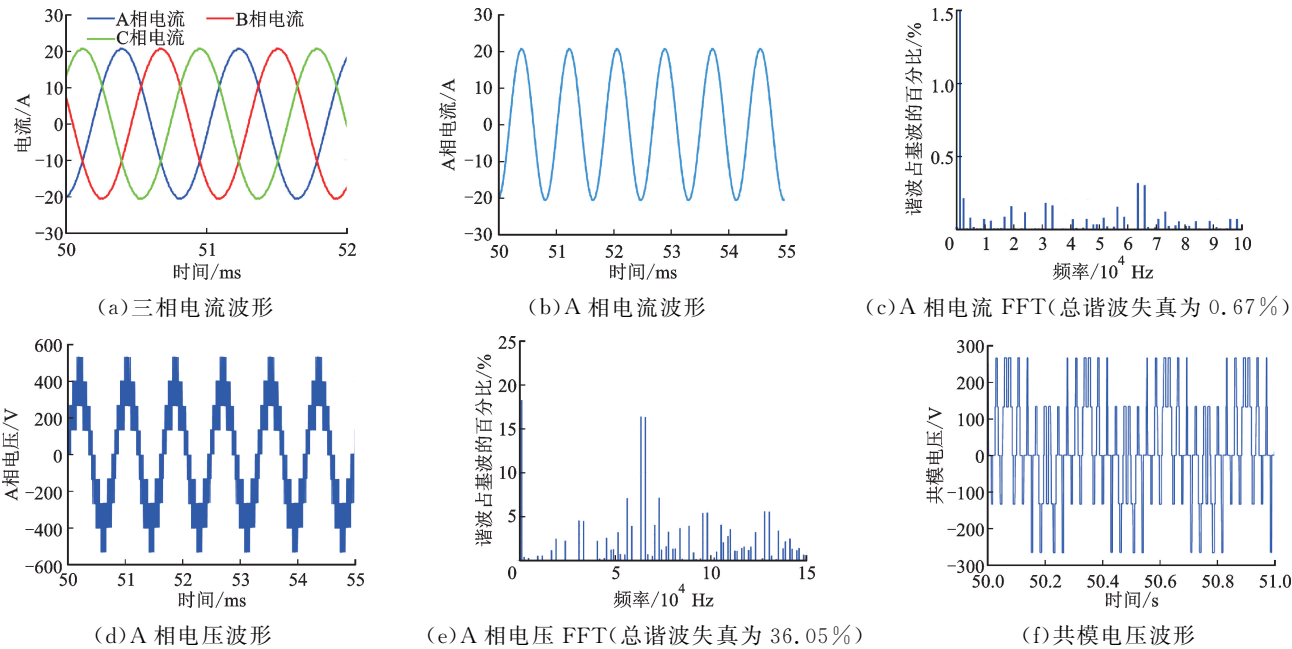


图 10 传统 SVPWM 逆变器波形及 FFT($m_a=0.85$)

Fig. 10 Waveform and FFT of the traditional SVPWM inverter ($m_a=0.85$)

由于三相电压源型 PWM 逆变器能够有效地利用各个电压矢量,因此 PWM 逆变器的输出波形中含有较少的谐波成分。图 10(f)是三电平 PWM 逆变器在传统 SVPWM 调制策略下输出的共模电压波形,其共模电压幅值为直流母线的 1/3。此外,图 10(a)、(b)和(c)分别是 PWM 逆变器输出的三相电流波形、A 相电流波形以及 A 相电流波形 FFT。由图 10(d)中可知,当采用传统 SVPWM 调制策略时,三相 PWM 逆变器输出电压波形也能更趋向于正弦波形,根据图 10(e)可知,三电平 PWM 逆变器输出电压波形中谐波主要集中在开关频率的整数倍附近,其中谐波最大幅值是基波幅值的 17% 左右。

基于本文提出 PWM 调制策略的分析可知,当 PWM 逆变器在低调制区域内时,以 $m_a=0.4$ 为例,由图 11(f)可知,PWM 逆变器输出共模电压为直流母线电压 1/6。但是,PWM 逆变器在低调制区域内输出的电流波形、相电压波形在一定程度上发生了变化,即相电流、相电压的总谐波失真在不同程度上增加。由图 11(c)可知,在低调制区域内,本文提出的调制策略在低调制区域内的电流谐波主要集中在基频的偶数倍处,其最大电流谐波的幅值是基波幅值的 1.2% 左右。图 11(d)和(e)分别是 PWM 逆变器输出的 A 相电压波形和 A 相电压波形的总谐波失真,其中电压波形最大谐波位于开关频率附近。

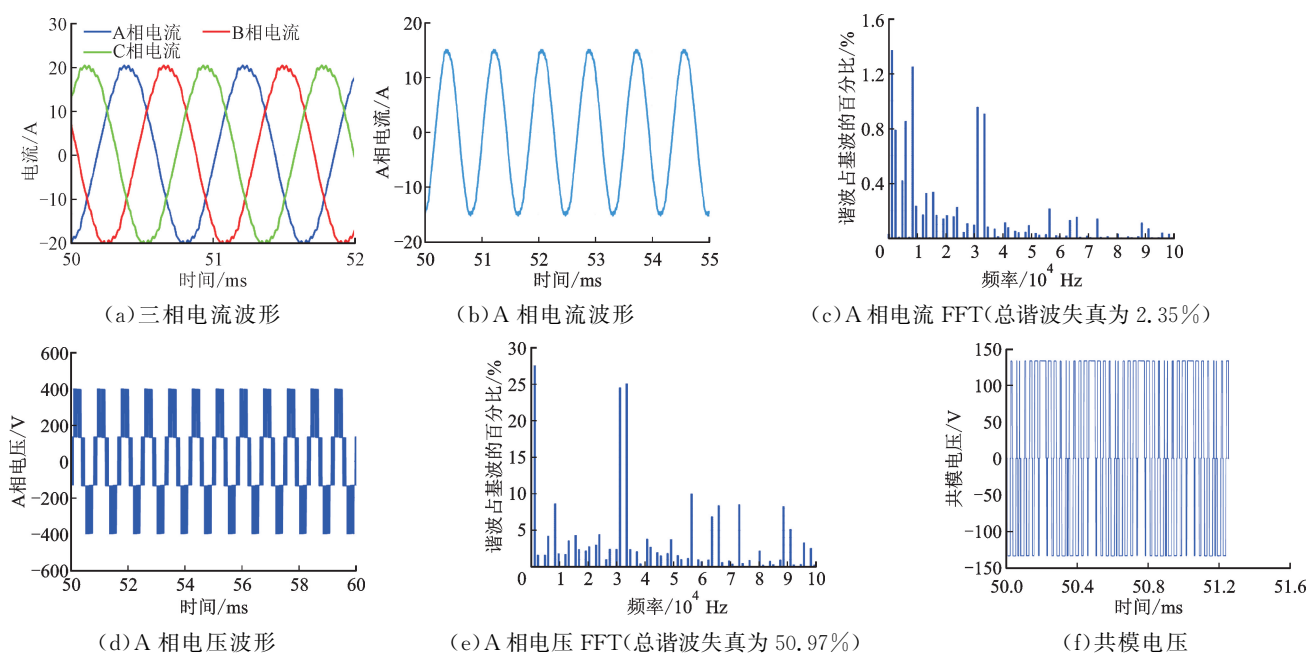


图 11 PWM 逆变器输出波形及 FFT ($m_a=0.4$)

Fig. 11 Output waveform and FFT of PWM inverter ($m_a=0.4$)

当 PWM 逆变器工作在高调制区域时,以 $m_a=0.85$ 为例,PWM 逆变器输出的波形如图 12 所示。由图 12(f)可知,PWM 逆变器输出共模电压的幅值为直流母线的 $1/6$ 。图 12(a)和(b)分别是 PWM 逆变器在高调制区域内输出的电压三相电流和 A 相电流波形。通过图 12(c)可知,PWM 逆变器在高调制区域内输出的电流谐波主要集中在开关频率附近,且最大谐波幅值是基波幅值的 1% 左右。图 12(d)和(e)分别是 PWM 逆变器输出的相电压波形,其中相电压波形中最大谐波主要集中在开关频率附近,最大谐波幅值是其基波幅值的 26% 左右。由图 10、图 11 和图 12 中电流波形及电流波形的 FFT 可知,两种调制策略下 PWM 逆变器输出的电流波形的总谐波失真都小于 3% 。

近,且最大谐波幅值是基波幅值的 1% 左右。图 12(d)和(e)分别是 PWM 逆变器输出的相电压波形,其中相电压波形中最大谐波主要集中在开关频率附近,最大谐波幅值是其基波幅值的 26% 左右。由图 10、图 11 和图 12 中电流波形及电流波形的 FFT 可知,两种调制策略下 PWM 逆变器输出的电流波形的总谐波失真都小于 3% 。

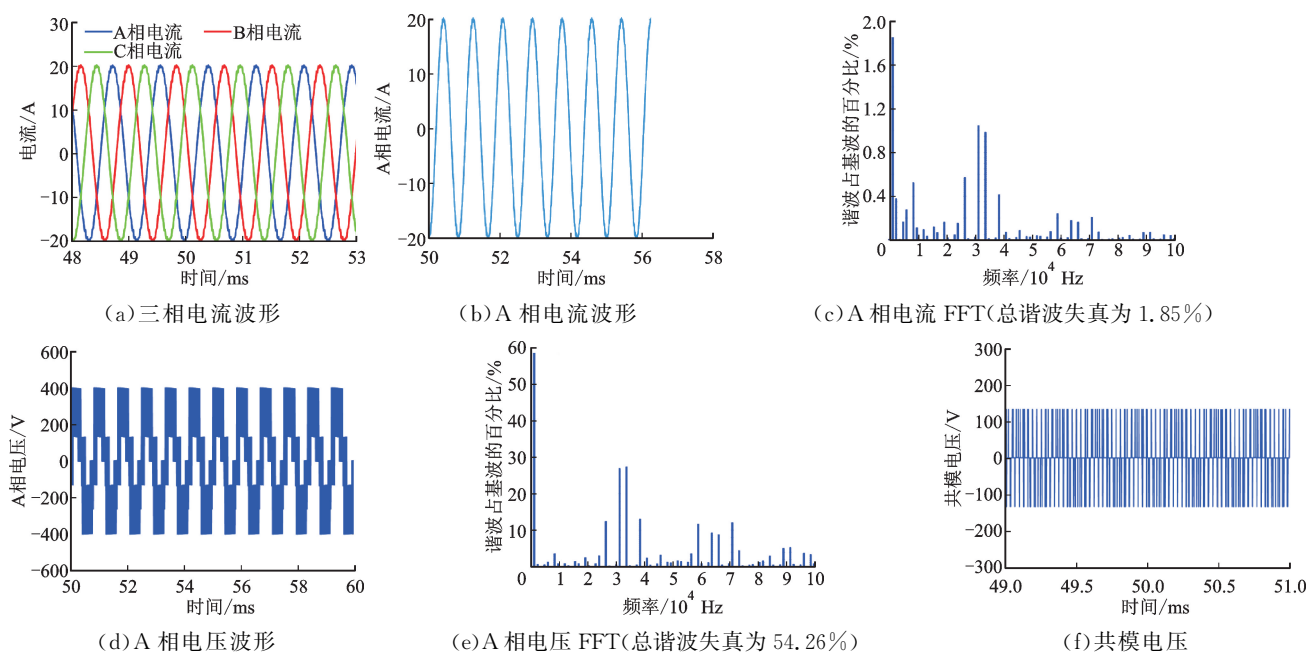


图 12 PWM 逆变器的波形及 FFT ($m_a=0.85$)

Fig. 12 Output waveform and FFT of PWM inverter ($m_a=0.85$)

通过分析以上两种调制策略可知,三电平 PWM 逆变器的共模电压可以减小到 $\pm V_{dc}/6$, 相比于传统 SVPWM 调制策略,共模电压减小为原来的 1/2。图 13(a)是传统 SVPWM 调制

策略和高调制区域下的 PWM 逆变器输出共模电压波形,图 13(b)是局部放大后共模电压波形。图 13(c)和(d)分别是 PWM 逆变器输出共模电压的频谱。

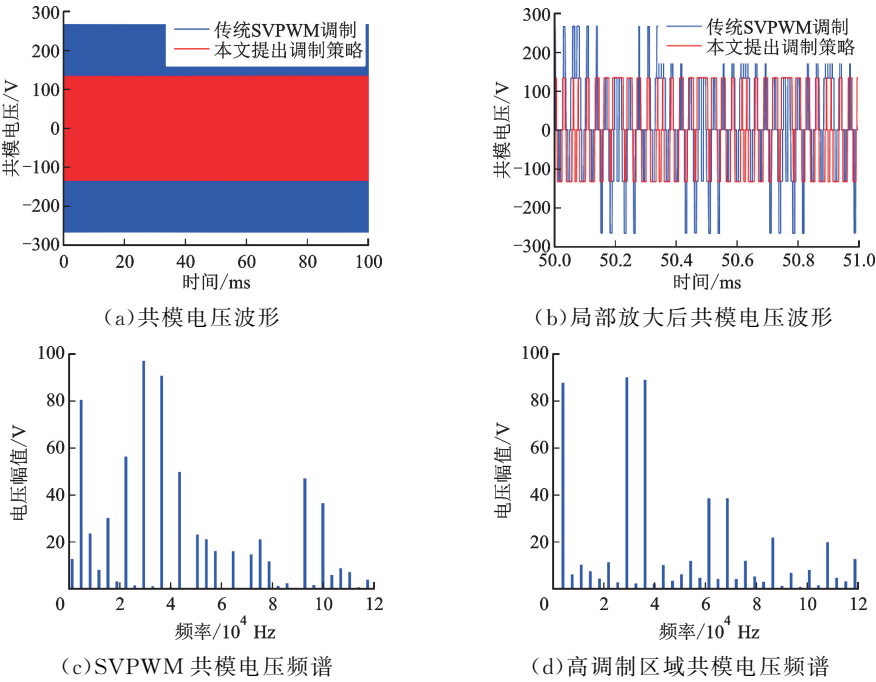
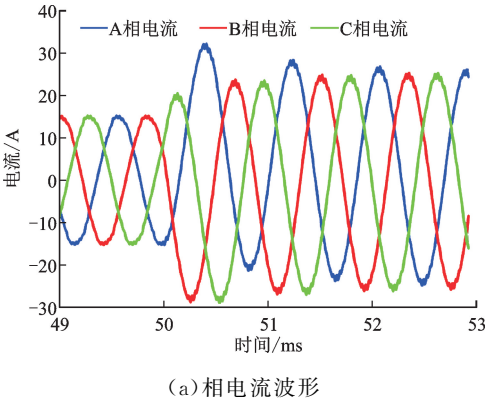


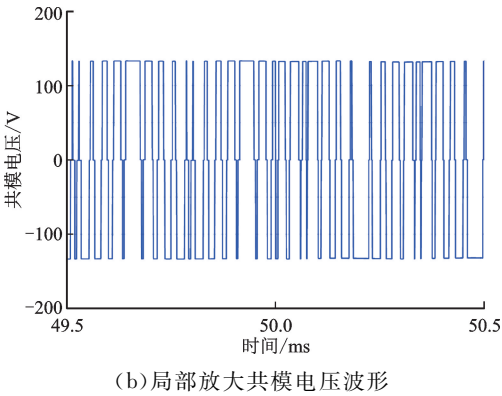
图 13 三相 PWM 逆变器输出的共模电压波形

Fig. 13 Common-mode voltage waveform output by three-phase PWM inverter

当调制指数发生变化,即低调制区域切换到高调制区域或者由高调制区域切换到低调制区域时,三相 PWM 逆变器的输出电流波形和共模电压的变化如图 14 所示。由图 14 可知,在 0.05 s 时刻 PWM 逆变器由低调制区域进入到高调制区域,电流波形经过短时间衰减振荡后进入稳定状态,且在该时刻前后共模电压幅值每次变化 $V_{dc}/6$,而 PWM 逆变器输出共模电压在该时刻后经过一个采样周期变化 $V_{dc}/3$ 。



(a) 相电流波形



(b) 局部放大共模电压波形

图 14 PWM 逆变器的输出波形及 FFT

Fig. 14 Output waveform and FFT of PWM inverter

4.2 可调速负载

在可调速系统中,电机作为一个强耦合的多变量系统,不同的 PWM 调制策略也将影响调速系统的准确性。为了能够验证上述调制策略在可调速系统中的正确性和有效性,搭建了如图 15 所示的闭环矢量控制的仿真电路框图。永磁电机的主要参数如表 4 所示。

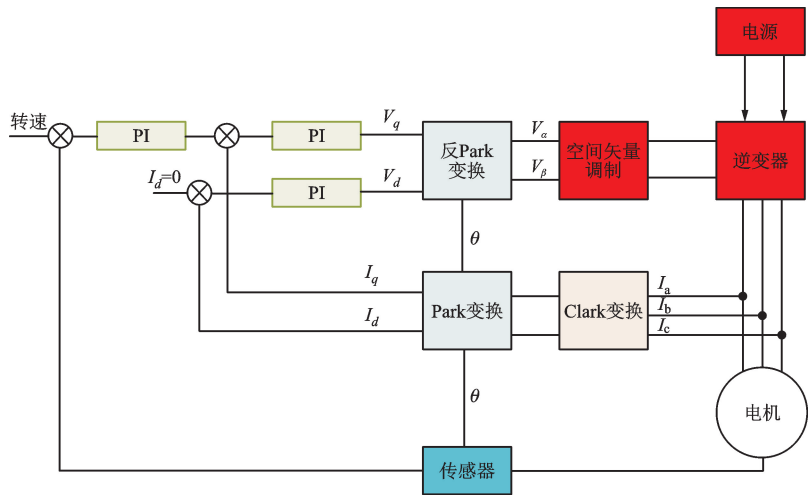


图 15 矢量控制电路的原理图

Fig. 15 Schematic diagram of vector control circuit

表 4 永磁电机的主要参数

Table 4 Main parameters of the permanent magnet motor

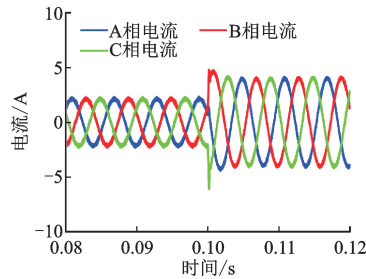
参数	数值
定子电阻/ Ω	2.76
绕组电感/mH	6.42
极对数	4
额定电流/A	4
额定线电压/V	220
额定力矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	4
峰值力矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	12
反电动势/($10^3\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$)	72
力矩系数/($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1}$)	1.0
转动惯量/($\text{g}\cdot\text{m}^3$)	0.85

永磁同步电机的控制主要由电源、逆变器以及电机构成的主电路部分和坐标变换等控制算法部分构成。由图 15 可知,永磁同步电机的控制主电路采用如图 1 所示的二极管箝位电路,而空间矢量调制模块主要实现经过反 Park 变换后得到的 $\alpha\beta$ 坐标系下的电压转换成三电平 PWM 脉冲来控制功率半导体器件的开通和关断,进而实现电机的控制。图 15 中空

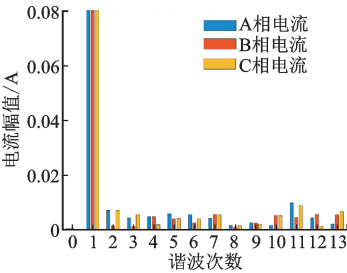
间矢量模块主要采用传统三电平 SVPWM 调制算法和分区域 PWM 调制策略来验证算法的稳定性。

当采用传统 SVPWM 调制策略时,初始负载转矩 $T_L=2\text{ N}\cdot\text{m}$,在 0.1 s 时,负载转矩有 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变为 $4\text{ N}\cdot\text{m}$,此时电机定子电流波形如图 16(a) 所示,其中定子电流对应的 FFT 变换如图 16(b) 和 (c) 所示。通过三相电流的 FFT 可知,三相电流的 FFT 最大值在 5 次谐波附近。图 16(d) 和 (e) 是电机输出的电磁转矩及电机转速的变化。由图 16(f) 可知,传统 SVPWM 调制输出的共模电压幅值为直流母线的 $1/3$ 。

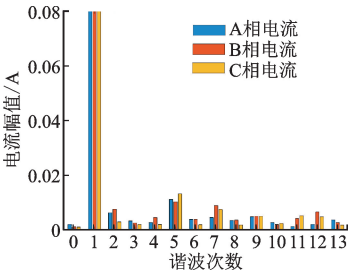
通过高低调制区域的方法可以得到如图 17 所示的波形。通过图 17(f) 可知,采用本文提出分区域调制方法可以将 PWM 逆变器输出的共模电压减小为直流母线的 $1/6$ 。图 17(a) 和 (b)、(c) 分别是电机输出的三相电流和不同负载转矩下的三相电流的 FFT 变换。图 17(d) 和 (e) 分别是电机的电磁转矩和电机转速的变化,从图中可以看出,电机输出的电磁转矩纹波较小且电机转速能够较快地跟随给定值。



(a) 三相电流



(b) 三相电流 FFT($T_L=2\text{ N}\cdot\text{m}$)



(c) 三相电流 FFT($T_L=4\text{ N}\cdot\text{m}$)

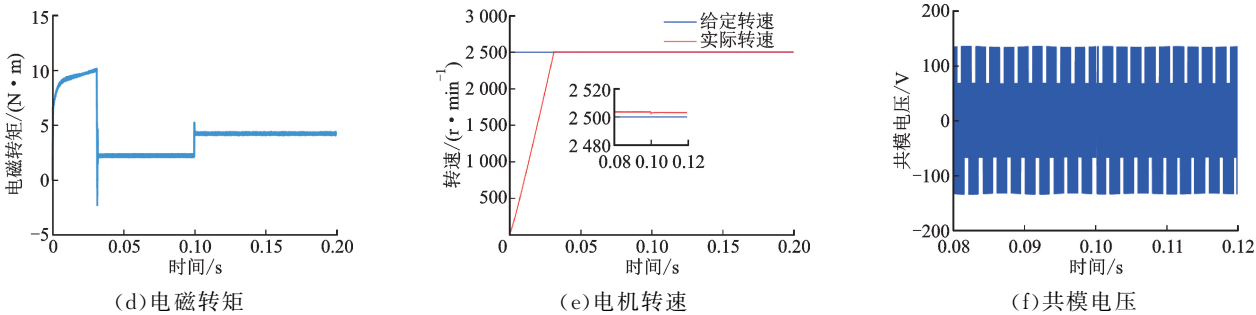


图 16 传统 SVPWM 调制策略
Fig. 16 Traditional SVPWM modulation strategy

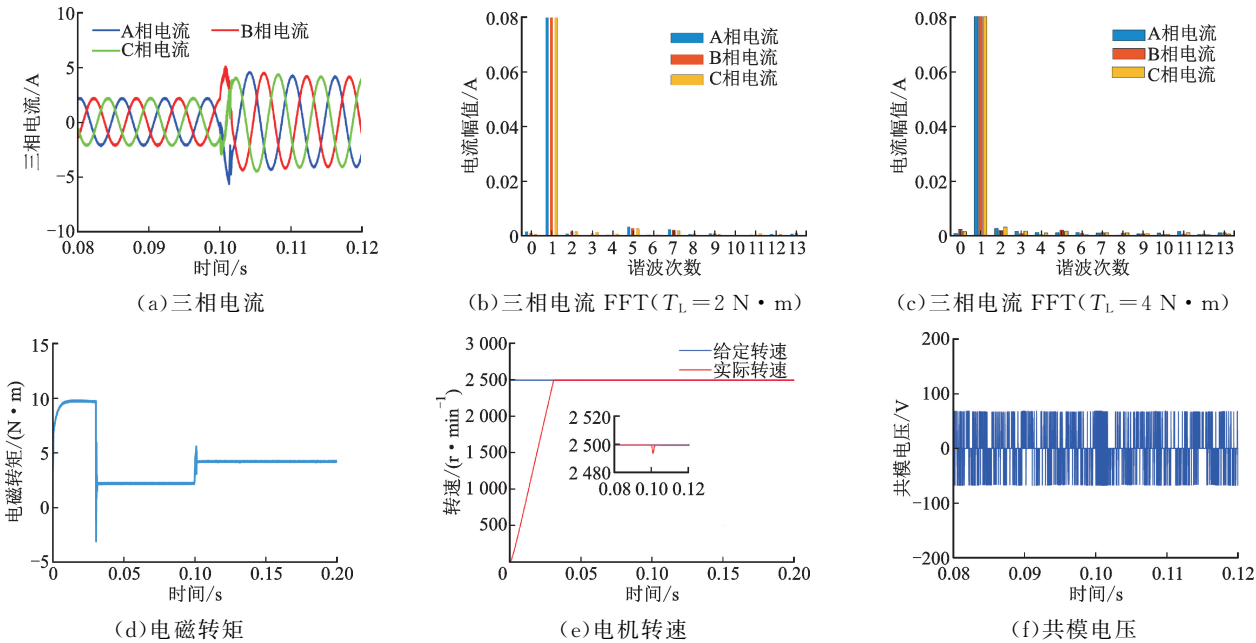


图 17 分区域的 PWM 调制策略
Fig. 17 Subregional PWM modulation strategy

通过图 16 和图 17 对比可知,相比于传统 SVPWM 调制,本文提出的分区域的 PWM (Ma-PWM) 调制方法不仅可以将共模电压减小为原来的 1/2,而且在相同的负载条件下,电机的三相电流含有较低的谐波分量。通过图 16 和图 17 中(d)和(e)可知,电机输出转矩的纹波较小,且电机转速能够快速跟随给定值。

从表 5 可以看出,恒速负载下,三电平 PWM 逆变器在两种 PWM 调制策略下输出电流波形的总谐波失真小于 3%。相比于传统 SVPWM 调制策略, Ma-PWM 调制策略在相同调制指数($m_a=0.85$)条件下 PWM 逆变器输出电压、电流波形的总谐波失真有所增加,但是共模电压的幅值能够减小 1/2。从表 6 中可以看出,在可变速负载下,两种 PWM 调制策略在 $T_L=4\text{ N}\cdot\text{m}$ 时三电平 PWM 逆变器具有

相同的电流基波幅值,但相比于传统 SVPWM 调制, Ma-PWM 调制策略下 PWM 逆变器输出的电流波形总谐波失真以及共模电压幅值在一定程度上都得到减小。

表 5 恒速负载下 PWM 逆变器输出波形对比
Table 5 Comparison of output waveforms of PWM inverters under constant speed load

PWM 调制策略	共模电压幅值/V	电流幅值/A	电流总谐波失真/%	相电压总谐波失真/%
传统 SVPWM ($m_a=0.85$)	266.67	20.59	0.67	36.05
Ma-PWM $m_a=0.4$	133.33	15.12	2.35	50.97
Ma-PWM $m_a=0.85$	133.33	20.02	1.85	54.26

表 6 可变速负载下 PWM 逆变器输出波形对比

Table 6 Comparison of PWM inverter output waveforms under variable speed load

PWM 调制策略	共模电压幅值/V	电流基波幅值/A	定子电流总谐波失真/%	
			2 N·m	4 N·m
传统 SVPWM	133.33	4.08	5.52	2.75
Ma-PWM	66.67	4.08	1.94	1.01

5 结 论

(1)相比于传统 SVPWM 调制策略,Ma-PWM 调制能够实现将 PWM 逆变器的共模电压降低为直流母线的 $\pm V_{dc}/6$ 。

(2)Ma-PWM 调制策略采用非对称式 PWM 生成原则,使 PWM 逆变器无论在低调制区域还是高调制区域内都只允许一相桥臂上的功率器件动作。

(3)相比于其他抑制共模电压的方法,Ma-PWM 调制采用中矢量来实现在低调制区域中两个有效电压矢量的过渡,在高调制区域采用小矢量实现两个有效电压矢量的过渡。

(4)Ma-PWM 调制方法通过高低调制区域来代替三电平 SVPWM 调制中各个扇区内小区域的划分,从而简化了三电平 PWM 调制策略。

参考文献:

[1] 姜艳姝,刘宇,徐殿国,等. PWM 变频器输出共模电压及其抑制技术的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 47-53.

JIANG Yanshu, LIU Yu, XU Dianguo, et al. Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(9): 47-53.

[2] WANG Shuo, MAILLET Y Y, WANG Fei, et al. Investigation of hybrid EMI filters for common-mode EMI suppression in a motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (4): 1034-1045.

[3] 薛利晨. 变频驱动电机轴承电腐蚀的预防和测试方法研究 [J]. 大电机技术, 2020(4): 45-51.

XUE Lichen. The research and analysis on the prevention and test method of electric corrosion of converter driven motor bearing [J]. Large Electric Machine and Hydraulic Turbine, 2020(4): 45-51.

[4] OLIVER J, GUERRERO G, GOLDMAN J. Ceramic bearings for electric motors [C]//2015 IEEE-IAS/PCA Cement Industry Conference (IAS/PCA CIC).

Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 1-11.

[5] HEDAYATI M H, ACHARYA A B, JOHN V. Common-mode filter design for PWM rectifier-based motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5364-5371.

[6] 于东海,张喜州,潘昊轩,等. 新能源汽车电驱系统共模电压干扰优化方案研究 [J]. 汽车电器, 2021 (12): 15-16.

YU Donghai, ZHANG Xizhou, PAN Haoxuan, et al. Research optimization of common mode voltage interference in electric drive system of new energy vehicle [J]. Auto Electric Parts, 2021(12): 15-16.

[7] HE Jiangbiao, LI Cong, JASSAL A, et al. Multi-domain design optimization of dv/dt filter for SiC-based three-phase inverters in high-frequency motor-drive applications [C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018: 5215-5222.

[8] 谢芳芳,郑剑,李圣清. 逆变器供电三相电机的共模抑制 SVPWM [J]. 电气传动, 2021, 51(4): 8-12, 21.

XIE Fangfang, ZHENG Jian, LI Shengqing. Common-mode reduction SVPWM for inverter-fed three-phase motor [J]. Electric Drive, 2021, 51(4): 8-12, 21.

[9] 田冠枝,苑利维,黄玉平,等. 永磁同步电机共模电压抑制算法的研究与实现 [J]. 微电机, 2021, 54 (12): 66-70.

TIAN Guanzhi, YUAN Liwei, HUANG Yuping, et al. Design and implementation of common mode voltage suppression algorithm of permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2021, 54(12): 66-70.

[10] HAN Yang, LU Haifeng, LI Yongdong, et al. Analysis and suppression of shaft voltage in SiC-based inverter for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (7): 6276-6285.

[11] 章勇高,邝光健,龙立中. 三相逆变器的无零矢量共模电压抑制技术研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(2): 138-143.

ZHANG Yonggao, KUANG Guangjian, LONG Lizhong. Research of reduced common-mode voltage technique with nonzero vector pulse width modulation for three-phase inverters [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(2): 138-143.

[12] 段文岩,何英杰,刘云峰,等. 空间矢量脉宽调制方法在单相三电平中点箝位型整流器中的应用 [J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(11): 91-96.

DUAN Wenyan, HE Yingjie, LIU Yunfeng, et al. Application of SVPWM in single phase three-level neutral point clamped rectifiers [J]. Journal of Xi'an Jiao-

- tong University, 2016, 50(11): 91-96.
- [13] GUPTA A K, KHAMBADKONE A M. A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two-level space vector PWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1631-1639.
- [14] YAO Zhezhi, YI Lingzhi, PENG Hanmei, et al. Study of simplified SVPWM algorithm based on three-level inverter [C]//2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 876-881.
- [15] 徐军忠, 查晓宇, 王勇, 等. 一种适用于三相碳化硅逆变器的新型 PWM 策略 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(19): 5635-5643.
- XU Junzhong, ZHA Xiaoyu, WANG Yong, et al. A novel PWM method for SiC three-phase VSIs [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(19): 5635-5643.
- [16] 陈嘉楠, 蒋栋, 孙伟, 等. 一种抑制奇数多电平变换器共模噪声的通用调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(13): 4695-4705.
- CHEN Jianan, JIANG Dong, SUN Wei, et al. A general modulation strategy for suppressing common-mode noise of odds multilevel converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(13): 4695-4705.
- [17] 高瞻, 李耀华, 葛琼璇, 等. 一种三电平中点钳位变流器改进型载波反相层叠脉宽调制策略 [J]. 电工技术学报, 2021, 36(4): 831-842.
- GAO Zhan, LI Yaohua, GE Qiongquan, et al. Improved phase opposition disposition pulse width modulation strategy for three-level neutral point clamped converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(4): 831-842.
- [18] 任娇, 付光杰. 改善共模电压和中点电位的虚拟 SVPWM 策略 [J]. 重庆大学学报, 2021, 44(8): 125-133.
- REN Jiao, FU Guangjie. A virtual SVPWM strategy to improve common-mode voltage and neutral-point potential [J]. Journal of Chongqing University, 2021, 44(8): 125-133.
- [19] TIAN Kai, WANG Jiacheng, WU Bin, et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 839-848.
- [20] 牛学洲, 侯蕊欣. 降低共模电压的三电平变流器 SVPWM 策略 [J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2020, 43(7): 919-926.
- NIU Xuezhou, HOU Ruixin. A novel virtual space vector modulation with reduced common mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter [J]. Journal of Hefei University of Technology (Natural Science), 2020, 43(7): 919-926.
- [21] GAO Xuepeng, KONG Wubin, QU Ronghai. A non-zero vector PWM method to reduce common-mode voltage [C]//2020 IEEE 1st China International Youth Conference on Electrical Engineering (CIYCEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2020: 1-5.
- [22] PIAO Chengzhu, HUNG J Y. A novel SVPWM over-modulation technique for three-level NPC VSI [C]//2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015: 1-6.
- [23] 马星河, 任鑫, 闫炳耀, 等. 抑制三电平矩阵变换器共模电压调制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(21): 49-57.
- MA Xinghe, REN Xin, YAN Bingyao, et al. Strategy of reducing the common mode voltage modulation of a three-level matrix converter [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(21): 49-57.
- [24] HAVA A M, ÜN E. A High-performance PWM algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(7): 1998-2008.
- [25] OHN S, YU Jianghui, BURGOS R, et al. Reduced common-mode voltage PWM scheme for full-SiC three-level uninterruptible power supply with small DC-link capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8638-8651.
- [26] 谢桢, 付立军, 肖飞, 等. 三电平直流变换器平衡中点电位的双移相 PWM 控制研究 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(4): 64-72.
- XIE Zhen, FU Lijun, XIAO Fei, et al. Neutral-point balancing double phase-shift PWM controller for three-level DC/DC converter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 47(4): 64-72.
- [27] WU Maogang, ZHAO Rongxiang. Method analysis and comparison of SVPWM and SPWM [C]//Proceedings of the 29th Chinese Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 3184-3187.

(编辑 亢列梅)