

三电平逆变器 PWM 技术的评价及对比研究

王建渊, 武文婷, 钟彦儒

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要:在对逆变器 PWM 技术现有评价方法进行深入研究的基础上,分析了现有评价方法存在的缺陷,提出了一种基于傅立叶级数展开的数值评价方法,该方法具有参数可调整性、通用性和精确度高的特点。采用该评价方法对三电平逆变器 SVPWM 输出电压波形的谐波特性进行了仿真研究,对改进式 SVPWM 方法和传统 7 段对称式 SVPWM 方法进行了定量比较,并对中点电压偏移引起输出线电压的谐波进行了分析,给出了中点电压偏移引起的电机谐波损耗曲线。

关键词:三电平逆变器;改进 SVPWM 法;谐波含量;电机损耗

中图分类号: TM921

文献标识码: A

Evaluation and Contrast Research of Three-level Inverter PWM Technology

WANG Jian-yuan, WU Wen-ting, ZHONG Yan-ru

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, Shaanxi, China)

Abstract: Based on in-depth study of existing inverter PWM technology evaluation methods, the shortcomings of existing methods were analyzed, and a commonly numerical analyse method based on fourier series expansion was proposed, which has adjustable parameters and high precision. This method is utilized to do simulation and research on harmonic characteristic of an improved SVPWM method of three-level inverter. Meanwhile, adopt this method, quantitative contrasts between the improved SVPWM method and traditional seven-segment symmetry SVPWM method have been done, influence curves of motor loss caused by neutral-point potential fluctuation and offset have been presented, and harmonic caused by neutral-point potential offset is analyzed.

Key words: three-level inverter; improved SVPWM method; harmonic component; motor loss

1 引言

在交流调速中,电压源逆变器(VSI)无论在简单的开环通用 V/f 控制还是在复杂的高性能闭环控制中都占据主流地位,与之相应的各种 PWM 策略在过去的 20 多年中也得到了深入而细致的研究。三电平或更多电平的 PWM 输出可以显著地提高输出波形的质量,定量地对 PWM 波形及其调制方法进行评价对于多电平的实际应用非常重要。特别是三电平逆变器已经进入实用化阶段,对其所采用的各种 PWM 策略的评价极具实际意义。

本文基于解析频谱分析的一般规律,针对各

种 PWM 技术的评价提出一种基于傅立叶级数展开的数值评价策略,并利用自行编制的任意 PWM 波形谐波计算程序来完成 PWM 技术的评价任务。此评价方法通用性高,不受电平数和 PWM 调制方法的限制;具有参数可调整性,通过调整计算参数可以容易地考察频谱随关键参数变化的规律;同时,重要的是该策略有非常高的分析精度,理论上只受到计算机最小数值分辨率的限制。

2 PWM 技术评价方法分析

2.1 PWM 波形的解析频谱分析

两电平 PWM 波形的解析分析已经有了很好

的方法和结论,但解析的方法在对数值方法产生的 PWM 进行谐波分析时会导致非常复杂的表达式,难于理解并难于计算。D. G. Holmes^[1]用二重傅立叶级数展开的方法得到了统一的两电平 PWM 波形谐波分析。多电平的谐波解析分析实际上是对两电平中方法的直接推广,没有本质上的区别,但分析起来要困难许多。在已发表的文献中,对多电平 PWM 的频谱分析均是基于载波的自然采样所产生的 PWM 波形,不具有通用性。尤其对多电平空间电压矢量来说,找到其一般谐波解析分析方法理论上是可实现的,但要找到它的具体解析表达式将是一件困难而复杂的工作。

2.2 基于数值计算的频谱分析

PWM 频谱的解析表达式帮助我们整体上了解一种 PWM 频谱的一般性规律和特点,然而不存在一种简单的频谱计算表达式可以在不增加计算复杂性的前提下统一地对任何 PWM 波形进行频谱计算。基于数值的频谱计算复杂性不受 PWM 波形复杂度的影响,对任何调制方法产生的输出均使用同样的程序,容易编制计算机程序,但是计算精度不能保证。FFT 的计算方法现在被用于大多数实验中的 PWM 谐波计算,T. O'Gorman^[2]针对 PWM 波形的分析进行了不同于 FFT 的简化计算,可以节省时间并有一定的理论价值。但无论是 FFT 还是简化算法,都存在 DFT“频谱混叠”、“时窗泄露”等问题,导致分析结果不精确。

3 基于傅立叶级数展开的数值评价方法

综合分析现有 PWM 技术评价方法存在的问题,本文提出了基于傅立叶级数展开的数值评价方法。基于傅立叶级数展开的数值评价方法是以解析频谱分析的一般规律为基础,它同时具备解析频谱分析精确度高和数值计算频谱分析通用性强的特点。下面以三电平 SVPWM 线电压输出为例来介绍基于傅立叶级数展开的数值评价方法。三电平 SVPWM 线电压输出是直接的数值调制,所以可以很容易地确定波形的每一个变化时间点 t_1, t_2, \dots, t_{end} ,同时波形在有限的 5 个值 $V_{dc}, V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2, -V_{dc}$ 之间取值。首先将每个变化时间点与前一个变化时间点之间的波形取值记在该时间点下,形成取值序列 v_1, v_2, \dots, v_{end} ,然后将该取值序列与变化时间点序列 $t_1,$

t_2, \dots, t_{end} 合并为一个矩阵 AV 。系统运行全过程中电压波形的所有信息都唯一并精确包含在矩阵 AV 中,其第 1 行为状态切换时间向量,第 2 行为状态向量。 AV 的维数是 $2 \times end$, end 是输出波形状态切换总次数,取决于开关频率。以输出波形的第一个周期为例,在 AV 阵里判断该周期的结束位置 $pend$,将 $1 \sim pend$ 组信息提取出来存放在 PV 阵里。则 PV 阵唯一并精确包含电压波形第 1 个周期的所有信息,其第 1 行为状态切换时间向量,第 2 行为状态向量。利用 PV 阵就可以对第 1 个周期的 SVPWM 波形按照式(1)~式(3)进行傅立叶级数展开,在此基础上考察评价波形的各项指标在第 1 个周期的值。依此类推,可得到各项指标在其它周期的值,进而可有各项指标随时间的一个实时变化趋势。

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \cos(k\omega_1 t) + B_k \sin(k\omega_1 t)] \quad (1)$$

$$A_k = \frac{2}{PV_{1,pend}} \int_0^{PV_{1,pend}} u(t) \cos(k\omega_1 t) dt \\ = \frac{2}{PV_{1,pend}} \left[\int_0^{PV_{1,1}} PV_{2,1} \cos(k\omega_1 t) dt + \int_{PV_{1,1}}^{PV_{1,2}} PV_{2,2} \cos(k\omega_1 t) dt + \dots + \int_{PV_{1,pend-1}}^{PV_{1,pend}} PV_{2,pend} \cos(k\omega_1 t) dt \right] \quad (2)$$

$$B_k = \frac{2}{PV_{1,pend}} \int_0^{PV_{1,pend}} u(t) \sin(k\omega_1 t) dt \\ = \frac{2}{PV_{1,pend}} \left[\int_0^{PV_{1,1}} PV_{2,1} \sin(k\omega_1 t) dt + \int_{PV_{1,1}}^{PV_{1,2}} PV_{2,2} \sin(k\omega_1 t) dt + \dots + \int_{PV_{1,pend-1}}^{PV_{1,pend}} PV_{2,pend} \sin(k\omega_1 t) dt \right] \quad (3)$$

式中: $\omega_1 = 2\pi/PV_{1,pend}$; $PV_{m,n}$ 为 PV 第 m 行、第 n 列的元素值; $PV_{m,pend}$ 为 PV 第 m 行、最后一列的元素值。

K 次谐波电压有效值为

$$|u_k| = \sqrt{A_k^2 + B_k^2} \quad (4)$$

本文采用基于傅立叶级数展开的数值评价方法,从谐波含量的角度、电压谐波引起的谐波电流的角度、谐波电流引起的电机谐波损失的角度,选取了 3 种指标对三电平 SVPWM 技术进行评价。这 3 种指标分别反映了输入电压总体谐波含量 (THD)、由谐波电压造成的负载电流的总体谐波含量 (WTHD) 和由谐波电流引起的异步电机损耗大小 (LWTHD)。

3.1 基于 PV 阵的 THD 计算

用于评价 PWM 电压谐波特性最流行的指标是总谐波畸变率 THD,它的定义式为

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (V_i)^2} = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V_1} \quad (5)$$

式中: V_1 为基波电压有效值; V_i 为 i 次谐波电压有效值; V 为 PWM 波形有效值。

V 可由下式得到:

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{V_1} \sqrt{\frac{1}{PV_{1,pend}^2} \int_0^{PV_{1,pend}^2} u^2(t) dt - V_1^2} \\ &= \frac{1}{V_1} \left[\frac{1}{PV_{1,pend}^2} \left(\int_0^{PV_{2,1}^2} PV_{2,1}^2 dt + \int_{PV_{1,1}^2}^{PV_{1,2}^2} PV_{2,2}^2 dt + \dots + \int_{PV_{1,pend-1}^2}^{PV_{1,pend}^2} PV_{2,pend}^2 dt \right) - V_1^2 \right]^{0.5} \\ &= \frac{1}{V_1} \left[\frac{1}{PV_{1,pend}^2} \left(\sum_{i=1}^{pend} [(PV_{1,i}^2 - PV_{1,i-1}^2) \times PV_{2,i}^2] - V_1^2 \right) \right]^{0.5} \quad (6) \end{aligned}$$

3.2 基于 PV 阵的 WTHD 计算

PWM 主要是应用在电机驱动的场所,因此在电机应用场合,越来越多的学者开始使用 WTHD 指标。WTHD 全称是加权总谐波畸变率 (weighted total harmonic distortion),定义式为

$$WTHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{V_i}{i}\right)^2} \quad (7)$$

对于感性负载:

$$\begin{aligned} WTHD &= \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{V_i}{i}\right)^2} \\ &= \frac{\omega_0 L}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{V_i}{i\omega_0 L}\right)^2} \\ &= \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2} = ITHD \quad (8) \end{aligned}$$

式中: ω_0 为输入电压基波角频率; L 为负载电感; $V_i/(i\omega_0 L)$ 为第 i 次谐波电流有效值。

对于异步电机:

$$WTHD = \frac{I_h}{V_1/\omega_0 L_s} \quad (9)$$

$$I_h = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2} = \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{V_i}{i\omega_0 L_s}\right)^2} \quad (10)$$

式中: L_s 为定子和转子漏感之和。

3.3 基于 PV 阵的 LWTHD 计算

实际中,更关心由于谐波电流造成的电机额外温升,PWM 高谐波特性所引起的电机温升越来越受到电机设计者和使用者的关注,很多学者

对此课题进行了大量研究^[3~6],由谐波电流引起的异步电机损耗大小(LWTHD)可以很好地反映这个问题。

异步感应电机的能量平衡方程式为

$$P_{in} = P_{Fund} + P_h \quad (11)$$

式中: P_{in} 为电机输入能量; P_{Fund} 为输入基波引起的能量; P_h 为输入谐波引起的电机内能量损失(包含由谐波电流所引起的铜损和铁损)。

$$P_h = k_{Cu} \sum_f \frac{V_f^2}{f^{1.5}} + k_{Fe} \sum_f \frac{V_f^2}{f^d} = \sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{V_i}{k_h}\right)^2 \quad (12)$$

$$k_h = 1 / \sqrt{\frac{k_{cu}}{i f_o^{1.5}} + \frac{k_{fe}}{i f_o^d}} \quad (13)$$

式中: k_{Cu} 为铜损系数; k_{Fe} 为铁损系数。

在电机的参数、电机轴上负载的大小确定的情况下, k_{Cu} , k_{Fe} , d 均被确定。定义 LWTHD 为

$$LWTHD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{V_i}{k_h}\right)^2} \quad (14)$$

4 仿真研究

在 Matlab/Simulink 下搭建的三电平逆变器主电路结构图的仿真模型。直流侧母线电压 $V_{dc} = 520$ V,直流侧电容 $C_1 = C_2 = 220 \mu F$ 。以三相交流电动机为负载,仿真电机参数为: $P_n = 1.1$ kW, $U_N = 380$ V, $p_n = 2$, $R_s = 4.533 \Omega$, $R_r = 3.46 \Omega$, $L_s = L_r = 313.4$ mH, $L_m = 290.6$ mH。

4.1 三电平 SVPWM 的频谱分析

4.1.1 三电平改进 SVPWM

典型的矢量调制器采用距离参考电压矢量最近的 3 个状态矢量去合成期望的电压矢量。目前最常见的调制方式就是传统 7 段对称式 SVPWM^[7~9],这种脉宽调制模式实质上是一种单极性调制。而不同的冗余矢量处理方式会产生不同的空间矢量调制模式,由此产生一种调制模式就是在空间矢量图的内六边形中采用双极性调制,其外围三角形采用半双极性调制或单极性调制^[9]。图 1 是以空间电压状态矢量图的第 1 个扇区

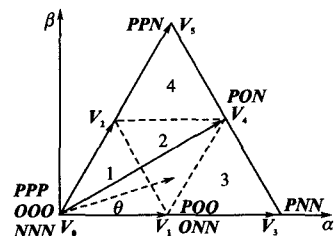


图 1 扇区 1 中的参考矢量合成

Fig. 1 Vectors synthesize of reference vector in section 1

区为例,分析空间电压矢量的合成。表 1 是改进的 SVPWM 调制方式在扇区 1 中各区域的矢量作用次序。

表 1 改进调制方式在扇区 1 的矢量作用次序

Tab. 1 Vectors action orders of improved SVPWM method in section 1

小三角区	序列安排
1	PPP→PPO→POO→OOO→ OON→ONN→NNN→ ONN→OON→OOO→ POO→PPO→PPP
2	PPO→POO→PON→OON→ ONN→OON→PON→ POO→PPO
3	POO→PON→PNN→ONN→ PNN→PON→POO
4	PPO→PPN→PON→OON→ PON→PPN→PPO

4.1.2 基于傅立叶级数展开的数值分析与 FFT 分析对比

对三电平改进 SVPWM 调制的输出线电压进行谐波频谱计算,图 2 是基于傅立叶级数展开的数值评价法和 FFT 法的一个对比,输出频率 $f_o = 50$ Hz,开关频率 $f_s = 500$ Hz,调制度 $M = 0.6$ 。

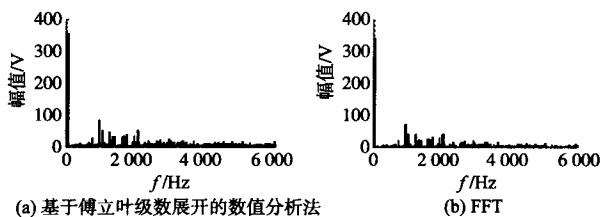


图 2 三电平 SVPWM 波形谐波分析

Fig. 2 Harmonic analyse of three-level SVPWM waveforms

可见,两种分析方法谐波分布规律一致,FFT 的计算结果偏小。这是由于 FFT 的频率采样点与各次谐波点不吻合,实测大约错开 0.2 Hz,误差较大(约为 7.3%),而本文采用的数值分析法最大误差为 0.17%^[6]。

4.1.3 三电平 SVPWM 输出电压的谐波特性

以改进式 SVPWM 算法为例,利用 Matlab 中的 MAT 文件,采用基于傅立叶级数展开的数值分析法对三电平改进 SVPWM 输出电压进行分析(开关频率即载波频率 $f_s = 2$ kHz, $f_o = 50$ Hz, $M = 0.6$)。输出相电压为三电平,如图 3a 所示谐波含量主要集中在一次载波频率处,谐波主

要是载波倍数的谐波及其边带谐波;输出线电压为 5 电平,载波及载波倍数的谐波同相位,部分相互抵消,故在线电压波形中的总谐波含量大大减小,这一点从图 3b 中可得到验证。图 3c 和图 3d 分别是相电压和线电压的谐波分量振幅相对于各自基波的一个对比分析, $\omega = n\omega_s + k\omega_0$ (ω_s :载波角频率; ω_0 :基波角频率)为谐波分量角频率,可见相电压中 $n=0, k=3$ 和 $n=1, k=0$ 次谐波分量在线电压中几乎被完全抵消, $n=2$ 和 $n=3$ 的谐波分量则变化不大。

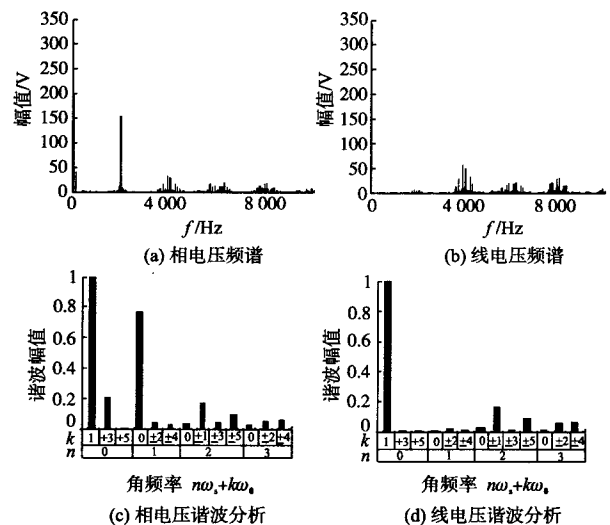


图 3 三电平逆变器输出电压谐波分析

Fig. 3 Harmonic analyse of three-level inverter output voltage

4.2 三电平改进 SVPWM 和传统 7 段对称式 SVPWM 的比较

由于 WTHD 和 LWTHTD 的计算涉及到无限项求和运算,而实际的数值计算只可能取其前若干项,从而造成误差。但当谐波次数较高时,其对计算的结果影响迅速减小,而且被计算的项越多,计算的结果越准确。经过大量的实际计算证明,当项数大于 100 以后,很难看出结果的差异。计算 LWTHTD 时, k_{cu}, k_{fe}, d 分别取负载为 5% 时的典型值 1.38, 6.74, 0.32^[3]。

利用基于傅立叶级数展开的数值评价法对三电平改进 SVPWM 和传统 7 段对称式 SVPWM 的输出线电压谐波进行对比分析,图 4 是调制度 M 线性变化时两种方法的 THD, WTHD 以及 LWTHTD 曲线, $f_o = 50$ Hz, $f_s = 500$ Hz。

如图 4a 所示,两种方法的 THD 区别不大,这是由于采用了双极性调制的改进式 SVPWM

在较低开关频率周围的谐波幅值小于传统 7 段对称式,但在较高开关频率周围的谐波幅值大于传统 7 段对称式。而 THD 指标仅受谐波幅值的影响,不受谐波位置的影响,所以二者的 THD 指标差异不是很明显。

WTHD 和 LWTHD 指标则同时受到谐波幅值和分布的影响。由图 4b 和图 4c 可以明显看出,调制度较低时改进 SVPWM 的 WTHD 和 LWTHD 指标都明显优于传统 7 段对称式 SVPWM,随着调制度的增加两种方法最终趋于一致。这是由于随着调制度的增加,改进 SVPWM 的单极性调制比重增大,当 $M=0.9069$ 时,其为完全单极性调制与传统 7 段对称式 SVPWM 的作用效果完全相同。

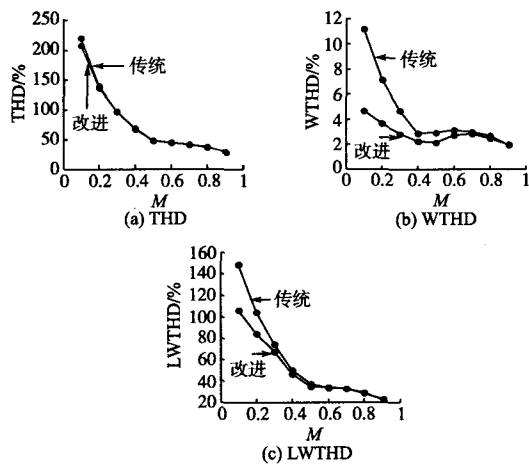


图 4 THD, WTHD 及 LWTHD 曲线
Fig. 4 THD, WTHD and LWTHD curves

图 5 是恒压频比条件下,两种调制方法的 LWTHD 随输出频率的变化曲线, $f_s = 500$ Hz。由图 5 可见,传统 7 段对称式 SVPWM 在低频区的 LWTHD 要差的多。表 2 是两种方法各项性能的一个对比。其中,method1 为传统 7 段对称式 SVPWM; method2 为改进 SVPWM; M 为调制度。

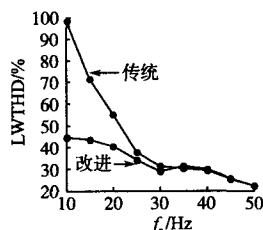


图 5 LWTHD 随输出频率的变化曲线
Fig. 5 LWTHD curves with output frequency change

表 2 两种方法性能对比

Tab. 2 Contrast of two methods

	$0 < M < 0.4534$	$0.4534 < M < 0.9069$
电压利用律	method1 > method2	method1 = method2
开关损耗	method1 < method2	method1 = method2
THD	method2 略小于 method1, 差异很小	二者无明显差异
中点波动	method1 略大于 method2	
WTHD	method1 > method2; 随 M 增大 method1 和 method2 的差值逐渐减小, 最终在 $M=0.9069$ 处相等	
LWTHD	method1 > method2; 随 M 增大 method1 和 method2 的差值逐渐减小, 最终在 $M=0.9069$ 处相等	

4.3 中点电压波动及偏移对电机谐波损耗的影响

针对两种 SVPWM 法,采用基于傅立叶级数展开的数值评价方法,对中点电压偏移引起的电机损耗进行了深入对比研究。图 6a 是改进 SVPWM 中点电压在一定范围内波动时引起的电机损耗,随着中点电压波动范围增大,其引起的电机损耗增大,并且调制度越低其引起的电机损耗上升趋势越迅速。图 6b 和图 6c 分别是传统 7 段对称式 SVPWM 和改进 SVPWM 中点电压偏移引起的电机谐波损耗,随偏移电压增大,其引起的电机谐波损耗呈 3 次多项式规律性增大,增大趋势比电压波动引起的要迅速的多,并且其增大趋势同样都随调制度减小而变快。另外,比较图 6b 和图 6c 发现, $M=0.4$ 时,改进 SVPWM 中点电

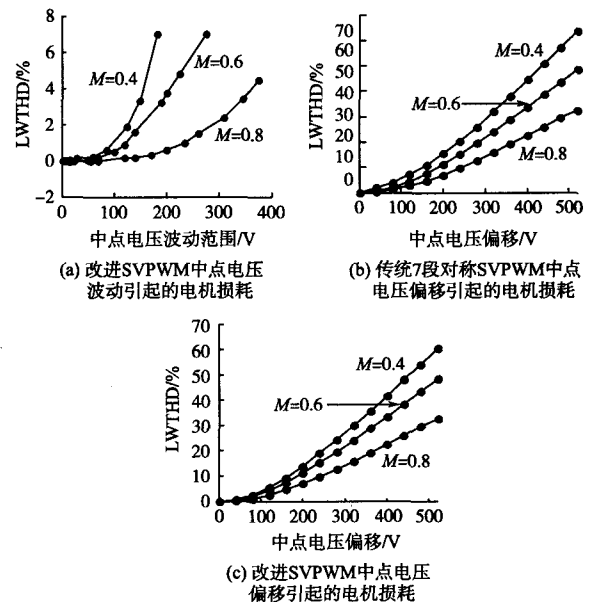


图 6 中点电压波动及偏移引起的电机损耗
Fig. 6 Motor loss caused by neutral-point potential fluctuation and offset

压偏移引起的电机损耗要比传统 7 段对称式 SVPWM 中点电压偏移引起得小, $M=0.6$ 和 $M=0.8$ 时两种方法中点电压偏移引起的电机谐波损耗一样。

为了进一步分析中点电压偏移引起的谐波, 图 7~图 14 分别是在电压偏移 $v_{\text{offset}}=0\text{ V}$ 和

$v_{\text{offset}}=480\text{ V}$ 时, 对两种 SVPWM 算法的输出线电压波形进行的谐波对比分析。

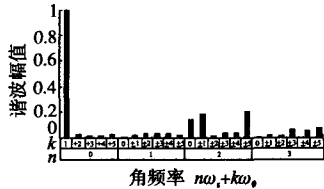


图 7 传统 7 段对称 SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 7 Harmonic of neutral-point potential offset of conventional 7-stage symmetrical SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$)

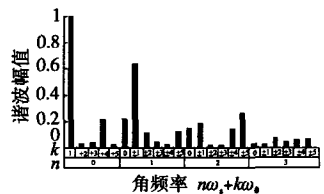


图 8 传统 7 段对称 SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 8 Harmonic of neutral-point potential offset of conventional 7-stage symmetrical SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$)

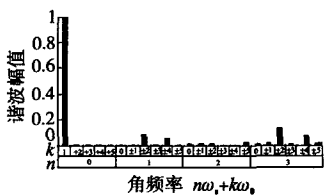


图 9 改进 SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 9 Harmonic of neutral-point potential offset of improved SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$)

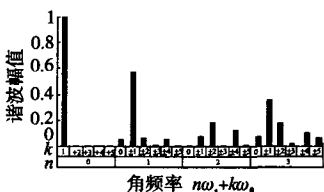


图 10 改进 SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 10 Harmonic of neutral-point potential offset of improved SVPWM($M=0.4, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$)

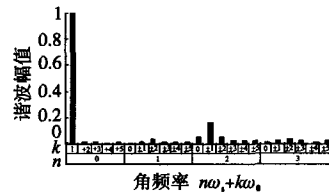


图 11 传统 7 段对称 SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 11 Harmonic of neutral-point potential offset of conventional T-stage symmetrical SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$)

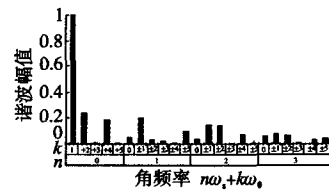


图 12 传统 7 段对称 SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 12 Harmonic of neutral-point potential offset of conventional T-stage symmetrical SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$)

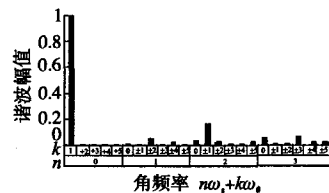


图 13 改进 SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 13 Harmonic of neutral-point potential offset of improved SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=0\text{ V}$)

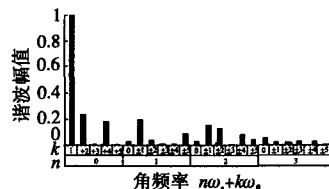


图 14 改进 SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$) 中点电压偏移的谐波

Fig. 14 Harmonic of neutral-point potential offset of improved SVPWM($M=0.8, v_{\text{offset}}=480\text{ V}$)

对比图 7 和图 8, 图 9 和图 10, 图 11 和图 12, 图 13 和图 14, 表 3 是对不同调制下, 中点

电压偏移所引起的输出线电压谐波次数的一个总结。

表 3 中点电压偏移引起的谐波次数
Tab.3 The number of harmonic caused by neutral-point potential offset

	$n=0$	$n=1$	$n=2$
$0 < M < 0.4534$ 传统 SVPWM	$k=4$	$k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 5$	$k=\pm 4$
$0 < M < 0.4534$ 改进 SVPWM	无	$k=\pm 1$	$k=\pm 2, \pm 4$
$0.4534 \leq M < 0.9069$ 传统 SVPWM	$k=2, 4$	$k=\pm 1, \pm 5$	$k=\pm 2, \pm 4$
$0.4534 \leq M < 0.9069$ 改进 SVPWM	$k=2, 4$	$k=\pm 1, \pm 5$	$k=\pm 2, \pm 4$

$n=0$ 即基频附近的谐波对波形的畸变起主要作用,随着 n 的增大,其对应周围的谐波对波形的影响迅速减弱。从表 3 中可以很清楚的看出,电压偏移引起的波形畸变主要是由偶次谐波(即 $n=0, k=2$ 和 $k=4$ 次谐波)引起的。而当电压发生偏移时,改进 SVPWM 算法在采用双极性调制的低调制区($0 < M < 0.4534$)没有引起 $n=0$ 时的任何次谐波,这说明双极性调制对电压偏移引起的偶次谐波有抑制作用。

$n=1$ 即一倍的开关频率处,改进 SVPWM 算法在采用双极性调制的低调制区对电压偏移引起的谐波仍有一些抑制作用。此时,传统 SVPWM 算法会引起 $n, n \pm 1, n \pm 2, n \pm 5$ 次谐波;如果采用的是改进 SVPWM,则只会引起 $n \pm 1$ 次谐波。和 $n=0$ 时引起的偶次谐波相比, $n=1$ 时引起的谐波对输出电压的影响很小。

当 $n=2$ 即两倍的开关频率处,改进 SVPWM 算法在采用双极性调制的低调制区对电压偏移引起的谐波无抑制作用,甚至和传统对称 7 段式 SVPWM 算法相比,还增加了一个 $n \pm 2$ 次谐波。但是,和 $n=0$ 时引起的偶次谐波相比,其对输出电压波形的影响已经非常小了。

综上所述,中点电压的偏压引起的输出波形的畸变,主要是由中点电压偏移引起的偶次谐波引起的;改进 SVPWM 算法在采用双极性调制的低调制区对电压偏移引起的谐波有一定的抑制作用,这说明双极性调制对电压偏移引起的谐波有一定的抑制作用。

5 结论

本文提出了一种基于傅立叶级数展开的通用

多电平 PWM 技术数值评价方法,采用该方法对一种三电平改进 SVPWM 的谐波特性进行了分析,同时对三电平改进 SVPWM 和传统 7 段对称式 SVPWM 进行了定量对比分析,最后利用该方法给出了中点电压波动和偏移对电机损耗的影响曲线,分析了中点电压偏移引起的谐波。该评价方法不受 PWM 调制方法的限制,复杂度不受电平数的影响。

参考文献

- [1] Holmes D G. A General Analytical Method for Determining the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies[C]// IEEE Industry Applications Conference St. Louis, MO, USA, 1998, 2(10): 1207-1214.
- [2] O'Gorman T. Discrete Fourier Transform Harmonic Analysis of Digitally-generated PWM Waveforms Which are Distorted by Switch Dead Time[C]// IEEE IAS, 2000: 2197-2204.
- [3] Indarack P, Douangsyla S, Joochim C, et al. A Harmonic Loss Calculation of PWM-fed Induction Motors Using Loss Factor Characteristics [C] // IEEE TENCON, 2004, 13: 236-239.
- [4] Tong L, Wu Guanning, Wen Fengxiang, et al. Influence of the Inverter Characteristics on the Harmonic Losses in PWM Fed Traction Motors[C]// Proceedings of 2005 International Symposium on Electrical Insulating Materials Kitakyushu, Japan, 2005, 379-381.
- [5] Clare J C, Brandley K J, Magill R, et al. Additional Loss Due to Operation of Machines From Inverters[C]// Testing of Electrical Machines, IEE Half Day Colloquium on Nottingham, UK, 1999: 1-8.
- [6] 金舜. 交流电动机二极管钳位三电平逆变器 PWM 控制策略的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2006.
- [7] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New Neutral-point-clamped PWM Inverter[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1981, 17(5): 518-523.
- [8] 桂红云, 姚文熙, 吕征宇. 基于控制因子三电平空间矢量方法的研究[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 25-28.
- [9] 宋文祥, 陈国呈, 武惠, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.

收稿日期: 2008-12-27

修改稿日期: 2009-08-02