

一种新型线电压直接脉宽调制方法*

林家泉 王旭 臧义 张军 刘宗富
(东北大学信息科学与工程学院 沈阳 110004)

摘要 本文在研究 2 电平逆变器模型及其经典脉宽调制(PWM)方法基础上,提出一种新型的线电压直接脉宽调制(DPWM)方法。这种方法与传统的以相电压为参考波的脉宽调制方法不同,它以三路线电压作为参考波形,直接确定逆变器开关管在每个斩波周期内的导通时间。该方法原理清晰易于实现,可以使逆变器的直流电压利用率达到最高,仿真和实验取得了满意的控制效果。

关键词 异步电机 两电平逆变器 线电压 直接脉宽调制 旋转磁场

中图分类号 TM301.2 **文献标识码** A **国家标准学科分类代码** 470.4031

Novel line-to-line voltage direct pulse width modulation method

Lin Jiaquan Wang Xu Zang Yi Zhang Jun Liu Zongfu
(School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China)

Abstract A novel line-to-line voltage direct pulse width modulation method is presented, which is based on the study of the two-level inverter model and classical PWM principle. This new method is different from the conventional PWM method that uses phase voltage as reference waveform. It uses three line-to-line voltages as reference waveforms and determines the on time of each switch in every PWM period. This method features clear principle and easy implementation and enables the DC-link voltage utilization ratio to its maximum. Simulation and experiment result in satisfactory control effects.

Key words asynchronous motor two-level inverter line-to-line voltage direct PWM rotary magnetic field

1 引言

近年来,变频器在各种场合中的应用越来越多,脉宽调制(PWM)技术作为变频中的核心技术也受到专家学者的关注,各种新型 PWM 技术层出不穷^[1-3]。PWM 是利用半导体开关器件的导通与关断把直流电压斩成宽度不等的脉冲序列,通过控制脉冲宽度和脉冲序列的周期来实现变压变频。在采样控制理论中有一个重要结论:冲量(面积)相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时,其效果基本相同,即环节的输出响应波形基本相同。直接脉宽调制(DPWM)方法的基本思想是将一个参考信号分为若干个斩波周期,在每个斩波周期内,使 DPWM 波的面积与参考信号的面积相等。与其他 PWM 技术相比,产生 DPWM 波的方法更直接,谐波含量更低,效果也应该更好。

长期以来以相电压为参考波的 SPWM 技术在脉宽调制中占据着主导地位^[4],但其存在直流电压利用率低的缺点。对三相异步电机而言,电机定子绕组中性点由于电位漂移而不总为零,所以在给电机供电时三路线电压是最直接的控制量。与传统的 PWM 方法不同,本文提出一种以线电压为参考波的 DPWM 方法,其核心思想是控制逆变器的各个开关,使逆变器斩出三路对称的线电压。该方法概念清晰、计算简单,能充分利用逆变器直流侧电压。仿真和实验结果证明,这种方法具有良好的控制效果。

2 线电压 DPWM 方法原理

目前变频系统中应用最广泛的是电压型逆变器,2 电平电压型逆变器的结构如图 1 所示,其功能是将直流电转化成幅值和频率可调的三相交流电。

* 本文于 2005 年 10 月收到,系国家自然科学基金(50477015)资助项目。

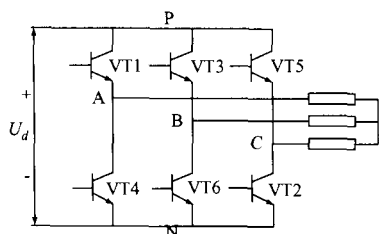


图 1 三相电压源逆变器

逆变器直流侧的电压为 U_d 。每相桥臂由 2 个开关管构成,上下 2 管不能同时导通。规定管 VT1、VT6 同时导通时,逆变器输出线电压 U_{AB} 为正。VT4、VT3 同时导通时,线电压 U_{AB} 为负。VT1、VT3 同时导通或 VT4、VT6 同时导通,线电压 U_{AB} 为零。VT2、VT3 同时导通时,线电压 U_{BC} 为正。VT1、VT2 同时导通时,线电压 U_{CA} 为负。同理,不同的导通组合可以产生不同极性的 U_{BC} 和 U_{CA} 。

设每个斩波周期为 T_z ,如果 VT1、VT6 在一个斩波周期内同时导通时间为 $0.5 T_z$,那么逆变器在这个斩波周期内输出的线电压 U_{AB} 的平均值为 $0.5 U_d$ 。可以看出,控制管子的导通组合能够产生不同极性的线电压,控制组合的导通时间可以得到不同的线电压幅值。这是线电压直接 PWM 的基础,在后面的讨论中需要用到。

图 1 所示的逆变器直流侧的电压为 U_d ,那么理论上该逆变器输出线电压的峰值可以达到 U_d 。定义三路参考线电压的波形为:

$$U_{AB} = M \cdot U_d \cdot \sin \omega t \quad (1)$$

$$U_{BC} = M \cdot U_d \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (2)$$

$$U_{CA} = M \cdot U_d \cdot \sin(\omega t + 240^\circ) \quad (3)$$

式中: M 为直流电压利用率, $0 < M < 1$ 。

下面以线电压 U_{AB} 为例说明线电压 DPWM 原理。

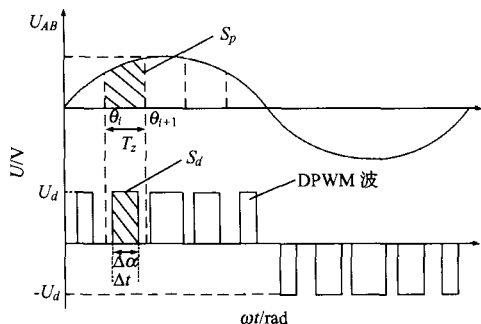


图 2 线电压 DPWM 原理

图 2 是线电压 DPWM 的原理图,图中的 DPWM 波是逆变器输出线电压 U_{AB} 的波形。在每个斩波周期内,DPWM 波的面积 S_d 与正弦波的面积 S_p 相等。DPWM 波面积为正代表图 1 中 VT1、VT6 同时导通,面积为负代表 VT3、VT4 同时导通。 Δt 代表同时导通时间。

$$S_p = M \cdot U_d \int_{\theta_i}^{\theta_{i+1}} \sin \theta d\theta \quad (4)$$

$$S_p = M \cdot U_d (\cos \theta_i - \cos \theta_{i+1}) \quad (5)$$

$$S_d = U_d \cdot \Delta \alpha \quad (6)$$

$$S_p = S_d \quad (7)$$

$$\Delta \alpha = M (\cos \theta_i - \cos \theta_{i+1}) \quad (8)$$

式(8)中 $\Delta \alpha$ 的单位是 rad,需要转换成时间单位。设图 2 所示的给定线电压 U_{AB} 的频率为 f ,将一个参考周期分为 N 个斩波周期,每个斩波周期为 T_z ,每个斩波周期对应 $2\pi/N$ 弧度,则在每个斩波周期内 DPWM 波的导通时间 Δt 为:

$$\Delta t = \frac{\Delta \alpha}{2\pi/N} \cdot T_z \quad (9)$$

举例说明计算过程:取 $M=1$,这样给定输出 U_{AB} 的峰值为 U_d ,此时直流电压利用率最大。 $N=36$,将 1 个线电压周期分成 36 个斩波周期,每个斩波周期对应 10° 角。在第 1 和第 2 个斩波周期内 DPWM 波的导通时间 Δt_1 、 Δt_2 可由式(8)~(9)求出:

$$\Delta t_1 = \frac{\cos 0^\circ - \cos 10^\circ}{2\pi/36} \cdot T_z = 0.087 T_z$$

$$\Delta t_2 = \frac{\cos 0^\circ - \cos 20^\circ}{2\pi/36} \cdot T_z = 0.258 T_z$$

$\Delta t_1 = 0.087 T_z$ 表示在第 1 个斩波周期 T_z 内 VT1 和 VT6 同时导通 $0.087 T_z$,那么 U_{AB} 的平均值为 $0.087 U_d$ 。 $\Delta t_2 = 0.258 T_z$ 表示在第 2 个斩波周期内 VT1 和 VT6 同时导通 $0.258 T_z$, U_{AB} 的平均值为 $0.258 U_d$ 。以上讨论的是以 U_{AB} 为参考波。同理以 U_{BC} 、 U_{CA} 为参考波可以求出各个斩波周期内的计算结果,列于表 1。表 1 中线电压平均值是用标么值表示的。

表 1 中 U_{AB} 、 U_{BC} 、 U_{CA} 分别代表每个斩波周期内线电压的平均值,也就是 DPWM 波的面积 S_d 。 t_{AP} 代表在每个斩波周期内 VT1 的导通时间, t_{AN} 代表在每个斩波周期内 VT4 的导通时间, t_{BP} 代表在每个斩波周期内 VT3 的导通时间,其余类推。这里仅列出了 36 个斩波周期中的部分结果。逆变器采用 180° 导通型工作方式,同一桥臂上下 2 管不能同时导通,每一时刻总有 3 个管工作。例如在第 1 个斩波周期内:使 $U_{AB} = 0.087 U_d$,管 VT1 和 VT6 应同时导通 $0.087 T_z$ 。 $U_{BC} = -0.905 U_d$,VT6 和 VT5 应同时导通 $0.905 T_z$ 。 $U_{CA} = 0.818 U_d$,VT4 和 VT5 应同时导通 $0.818 T_z$ 。这等效于组合(VT4,VT6,VT5)作用于逆变器 $0.818 T_z$,(VT1,VT6,VT5)作用于逆变器 $0.087 T_z$,为补齐一个斩波周期,组合(VT1,VT3,VT5)还要工作 $0.095 T_z$ 。变换成等效管组合后,就可以计算出不同斩波周期内各管的导通时间,进而排列出控制逆变器的 6 路 PWM 波形。在表 1 中,有时也用组合(VT4,VT6,VT2)来补齐斩波周期。

表 1 三相逆变器每个斩波周期内各管导通时间($M=1$)

| N | U_{AB} | U_{BC} | U_{CA} | T_{AP} | T_{AN} | T_{BP} | T_{BN} | T_{CP} | T_{CN} |
|-----|----------|----------|----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1 | 0.087 | -0.905 | 0.818 | 0.182 T_Z | 0.818 T_Z | 0.095 T_Z | 0.905 T_Z | T_Z | 0 |
| 2 | 0.258 | -0.964 | 0.706 | 0.294 T_Z | 0.706 T_Z | 0.036 T_Z | 0.964 T_Z | T_Z | 0 |
| 3 | 0.422 | -0.995 | 0.573 | 0.427 T_Z | 0.573 T_Z | 0.005 T_Z | 0.995 T_Z | T_Z | 0 |
| 4 | 0.573 | -0.995 | 0.422 | 0.578 T_Z | 0.422 T_Z | 0.005 T_Z | 0.995 T_Z | T_Z | 0 |
| 5 | 0.706 | -0.964 | 0.258 | 0.742 T_Z | 0.258 T_Z | 0.036 T_Z | 0.964 T_Z | T_Z | 0 |
| 6 | 0.818 | -0.905 | 0.087 | 0.913 T_Z | 0.087 T_Z | 0.095 T_Z | 0.905 T_Z | T_Z | 0 |
| 7 | 0.905 | -0.818 | -0.087 | 0.905 T_Z | 0.095 T_Z | 0 | T_Z | 0.818 T_Z | 0.182 T_Z |
| 8 | 0.964 | -0.706 | -0.258 | 0.964 T_Z | 0.036 T_Z | 0 | T_Z | 0.706 T_Z | 0.294 T_Z |
| 9 | 0.995 | -0.573 | -0.422 | 0.995 T_Z | 0.005 T_Z | 0 | T_Z | 0.573 T_Z | 0.427 T_Z |
| 10 | 0.995 | -0.422 | -0.573 | 0.995 T_Z | 0.005 T_Z | 0 | T_Z | 0.422 T_Z | 0.578 T_Z |
| 11 | 0.964 | -0.258 | -0.706 | 0.964 T_Z | 0.036 T_Z | 0 | T_Z | 0.258 T_Z | 0.742 T_Z |
| 12 | 0.905 | -0.087 | -0.818 | 0.905 T_Z | 0.095 T_Z | 0 | T_Z | 0.087 T_Z | 0.913 T_Z |
| 13 | 0.818 | 0.087 | -0.905 | T_Z | 0 | 0.182 T_Z | 0.818 T_Z | 0.095 T_Z | 0.905 T_Z |
| 14 | 0.706 | 0.258 | -0.964 | T_Z | 0 | 0.294 T_Z | 0.706 T_Z | 0.036 T_Z | 0.964 T_Z |
| 15 | 0.573 | 0.422 | -0.995 | T_Z | 0 | 0.427 T_Z | 0.573 T_Z | 0.005 T_Z | 0.995 T_Z |
| 16 | 0.422 | 0.573 | -0.995 | T_Z | 0 | 0.578 T_Z | 0.442 T_Z | 0.005 T_Z | 0.995 T_Z |
| 17 | 0.258 | 0.706 | -0.964 | T_Z | 0 | 0.742 T_Z | 0.258 T_Z | 0.036 T_Z | 0.964 T_Z |
| 18 | 0.087 | 0.818 | -0.905 | T_Z | 0 | 0.913 T_Z | 0.087 T_Z | 0.095 T_Z | 0.905 T_Z |
| 19 | -0.087 | 0.905 | -0.818 | 0.818 T_Z | 0.182 T_Z | 0.905 T_Z | 0.095 T_Z | 0 | T_Z |
| . | . | . | . | . | . | . | . | . | . |
| . | . | . | . | . | . | . | . | . | . |
| . | . | . | . | . | . | . | . | . | . |
| 36 | -0.087 | -0.818 | 0.095 | 0 | T_Z | 0.087 T_Z | 0.913 T_Z | 0.905 T_Z | 0.095 T_Z |

综上所述,线电压直接 PWM 方法的核心思想是从各斩波周期所对应的线电压均值反推各开关管的导通时间。应用线电压 DPWM 方法首先要设定线电压的利用率,然后将给定线电压周期分成若干个斩波周期,根据每个斩波周期内所对应 DPWM 波的面积的正负和导通时间确定逆变器 6 个开关管的工作组合及作用时间,最后得出各管在每个斩波周期内的导通时间,进而排列出控制各管的 6 路 PWM 信号。由于三路对称的线电压 DPWM 波互差 120° 具有一定的轮换性,表 1 计算量并不大。

3 仿真与实验

利用 MATLAB 的 SimPowerSystems 工具箱采用查表法对线电压 DPWM 方法进行仿真,仿真时按照表 1 编制出 6 路 PWM 信号,分别控制逆变器的 6 个开关管。电机参数:功率 10 kW,负载 $50(N \cdot m)$, $R_1=0.481 \Omega$, $R_2=0.481 \Omega$, $L_1=0.002 H$, $L_2=0.002 H$, $L_m=0.069 H$, $J=0.089 (kg \cdot m^2)$, $n_p=2$, $U_d=500 V$, $T_Z=0.000 56 s$,电机在给定 $f=49.6 Hz$ 频率下开环运行。应用 Powergui 模块对仿真结果进行了谐波分析。图 3 和图 4 分别是逆变器输出的线电压波形、电流波形及频谱分析。线电压和电流波形中含有的各次谐波的幅值如表 2 所示,限于篇幅仅列出了部分结果。从表 2 中看到,应用线

电压 DPWM 方法得到线电压基波的幅值是 498.7 V,逆变器直流侧电压是 500 V,因此直流电压利用率为: $498.7/500=0.997$,接近于理论值 1,说明线电压 DPWM 方法能充分利用直流电压。线电压的 THD 为 1.01%,电流的 THD 为 1.59%。谐波含量很低,以相电压为参考波的 SPWM 是通过参考波与三角载波相比较确定各管在每个斩波周期内的导通时间。其直流电压利用率仅能达到 0.866,在相参考波中注入适当的三次谐波后,SPWM 的直流电压利用率才可以达到 $1^{[5-8]}$ 。

为了验证线电压 DPWM 的有效性构造了实验系统,主电路开关器件采用 IGBT,逆变器直流侧电压为 260 V,给定频率 45 Hz,令其电压利用率最大,90 W 三相微型异步电机负载运行。使用 Tek TDS2024 示波器对分压后的线电压波形进行采集。由于普通探头的测量范围仅为 220 V,不能直接测量电机的线电压,所以在逆变器输出端与电机三相并上星接的串联电阻,每相串联 $100 k\Omega/3 W$, $1 k\Omega/0.5 W$ 电阻分压。图 5(a)是实测线电压波形,图 6(a)是实测电流波形。示波器读取的实验数据进行 FFT 运算,得到的结果如图 5(b)、图 6(b)所示。由于所测电压是经电阻分压后得到的,所以电压利用率应为: $(2.48+248)/260=0.963$,与理论值接近。表 3 为实测波形中各次谐波的幅值,谐波含量很低,实验效果较为理想。

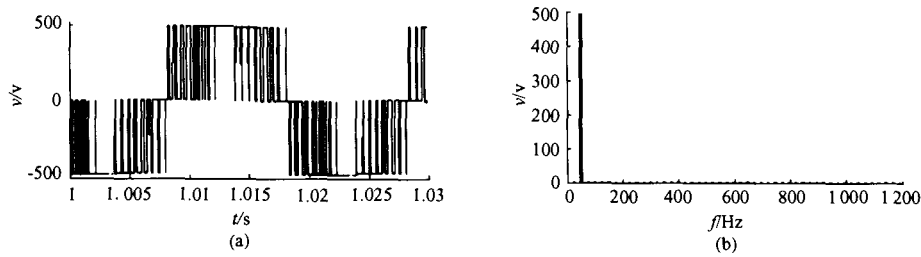


图 3 线电压仿真波形及其频谱分析

表 2 线电压和电流的各次谐波幅值(仿真)

| 谐波次数 K | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | THD |
|----------|-------|------|-----|------|------|-----|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|-------|
| 电压/V | 498.7 | 0.78 | 0.1 | 0.38 | 2.61 | 0.1 | 2.58 | 2.54 | 0.11 | 0.41 | 1.63 | 0.06 | 1.13 | 0.33 | 0.05 | 0.08 | 1.01% |
| 电流/A | 12.58 | 0.05 | 0 | 0.02 | 0.13 | 0 | 0.12 | 0.02 | 0 | 0.01 | 0.05 | 0 | 0.03 | 0 | 0 | 0 | 1.59% |

表 3 线电压和电流的各次谐波幅值(实验)

| 谐波次数 K | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | THD |
|----------|-------|--------|-------|--------|--------|-------|-------|-------|-------|--------|-------|--------|-------|-------|
| 电压/V | 2.48 | 0.02 | 0.03 | 0.02 | 0.01 | 0.01 | 0 | 0.01 | 0.01 | 0.02 | 0.02 | 0.03 | 0.02 | 3.6% |
| 电流/A | 0.196 | 0.0017 | 0.002 | 0.0019 | 0.0011 | 0.001 | 0.001 | 0.002 | 0.001 | 0.0032 | 0.002 | 0.0012 | 0.003 | 2.83% |

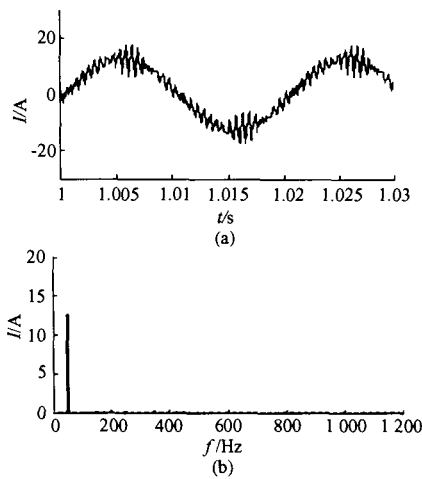


图 4 电流仿真波形及其频谱分析

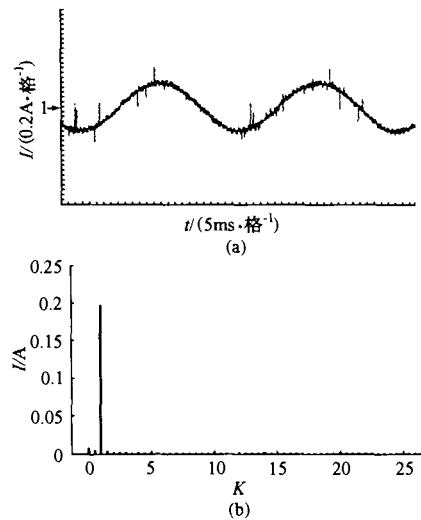


图 6 实测电流波形及其频谱分析

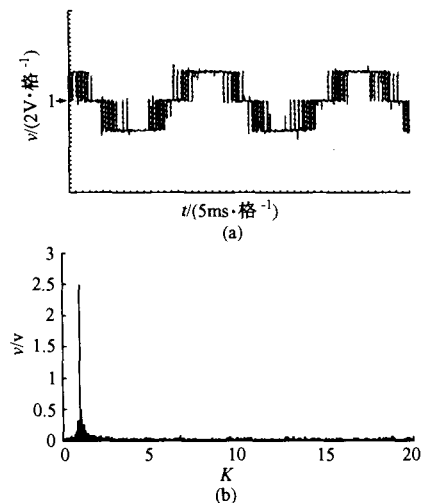


图 5 实测线电压波形及其频谱分析

4 结 论

本文针对以相电压为参考波的脉宽调制方法对逆变器直流电压利用率低的缺点,提出以线电压为参考波的 DPWM 方法。研究表明:从斩波周期所对应的线电压平均值反推各管的导通时间,该方法能够实现逆变器的直流电压利用率接近理论最大值 1,其电压利用率是传统以相电压为参考波的 SPWM 的 1.155 倍;对同一变频设备而言,使用该方法能充分利用逆变器的电压容量,使其输出功率增大。由于采用直接 PWM 技术,逆变器输出的线电压和电流的谐波含量低,电机定子的旋转磁场接近圆形。本文的 DPWM 技术以线电压作为参考波,具备一定的工程应用价值,为脉宽调制方法的应用研究

提供了一种新思路,希望对其研究有所助益。

参考文献

- [1] KIM H J. A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral point clamped inverter-fed AC motor drives[J]. IEEE trans. on I. A., 2001, 37(6):1840-1844.
- [2] HU L, WANG H Y. A simple SVPWM algorithm for multilevel inverters[C]. IEEE PESC, 2004:3476-3480.
- [3] KANG D W, LEE Y H, SUH B S. An improved carrier-based SVPWM method using leg voltage redundancies in generalized cascaded multilevel inverter topology[J]. IEEE trans. on Power Electronics, 2003, 18(1):180-187.
- [4] 李锡雄, 陈婉儿. 脉宽调制技术[M]. 武汉:华中理工大学出版社, 1996.
- [5] HOLMES D G. The general relationship between regular-sampled pulse-width-modulation and space vector modulation for hard switched converters[C]. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1992:1002-1009.
- [6] WANG F. Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters[J]. IEEE on I. A., 2002, 38(2):500-506.
- [7] 熊健, 康勇, 张凯. 电压空间矢量调制与常规 SPWM 的比较研究[J]. 电力电子技术, 1999(1):25-28.
- [8] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2):133-137.

作者简介



林家泉,男,1975年10月出生,博士研究生,主要研究方向为交流调速系统智能控制。

E-mail:linjiaquan1030@163.com