

低调制度下二极管箝位型多电平 逆变器新型 PWM 控制方法

辛 想¹,张庆范¹,胡顺全²,李瑞来²

(1. 山东大学 济南 250061;2. 山东新风光电子科技发展有限公司 山东 汶上 272500)

[摘要] 二极管箝位型多电平逆变器作为一种应用于高压大功率变换场合的变换器,其 PWM 控制技术是研究的核心内容之一。本文针对已有载波 PWM 方法中低调制度下电平退化的问题,提出了一种新颖的载波 PWM 方法,既便是在低调制度下,所有的电平都能够得到应用。仿真结果表明,这种方法可以提高二极管箝位型逆变器在低调制度下的器件利用率,使得逆变器在低调制度下工作于较高频率。

[关键词] 二极管箝位型逆变器;载波 PWM;低调制度;冗余状态

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2007)10-0091-06

1 引言

自日本长冈科技大学的南波江章于 1980 年在 IAS 年会上提出三电平二极管箝位式结构以来^[1],二极管箝位型逆变器在静止无功补偿,电气传动和电力有源滤波等领域得到了广泛的应用。二极管箝位型五电平逆变器的电路拓扑结构如图 1 所示。

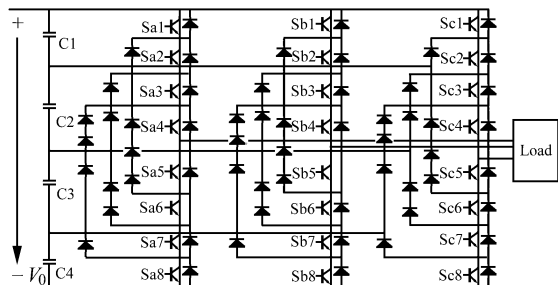


图 1 二极管箝位型五电平三相逆变器主电路

Fig. 1 Three-phase five-level diode-clamped inverter structure

多电平逆变器是调速驱动和无功补偿等装置的核心部分,但是对于许多这样的装置,多电平逆变器有时必须工作在低调制度区域,并且如果采用传统

的载波 PWM,逆变器的一些电平就得不到应用。现有的多电平 PWM 控制技术大都是由传统的两电平的 PWM 控制方法延伸而来^[2],但是它们在低调制度下都会出现电平不能够全部得到应用的问题,也就是电平退化的问题。作者提出了一种新型的载波 PWM 调制方法,采用这种方法可以解决低调制度下电平退化的问题,同时还可以提高二极管箝位型逆变器在低调制度下的器件利用率。

2 调制度与输出电平之间的关系

2.1 消谐波 PWM(SH-PWM)法调制度与输出电平之间的关系

当五电平逆变器工作于低调制度时,输出会变成三电平。为了清楚表明不同调制度范围所对应的输出电平数,以消谐波 PWM 调制方法为例来进行解释。图 2 给出了 3 个不同调制比的调制信号,其中 $m_a = 0.8$ 为高调制度情况, $m_a = 0.5$ 为临界情况, $m_a = 0.33$ 为低调制度情况。

4 个载波从上到下依次对应图 1 中的 Sa1、Sa2、Sa3、Sa4 四个开关管,它们的导通或关断对应不同的开关状态组合,其中可以直观看出 Sa1 只有在输出最高电平的情况下导通,输出其他电平时都处于

[收稿日期] 2006-11-15;修回日期 2007-01-29

[作者简介] 辛 想(1982-),男,山东济宁市人,山东大学控制科学与工程学院研究生

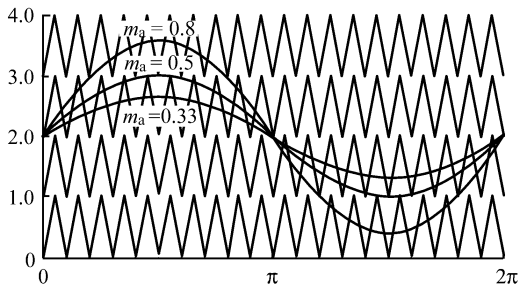


图2 消谐波 PWM 方法中的载波与调制波
Fig. 2 Reference and carrier bands in SH - PWM method

关断状态。

对于一个 n 电平的逆变器,幅度调制比 m_a 和频率调制比 m_f 定义如下:

$$m_a = \frac{A_m}{(n-1)A_c} \quad (1)$$

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2)$$

其中, A_c 表示三角载波的峰-峰值, A_m 表示正弦调制波的峰-峰值; f_c 表示载波频率, f_m 表示调制波频率。当 $f_c \gg f_m$ 时,可以用平均值模型^[3]分析得到 Sa1 在一个载波周期 T_c 中导通的时间 t_c 。由于 $f_c > f_m$,所以在一个载波周期中,原来按输出频率随时间变化的正弦调制信号可以近似为恒值。于是可以把图 2 改画成图 3。利用图中简单的几何关系可以得到:

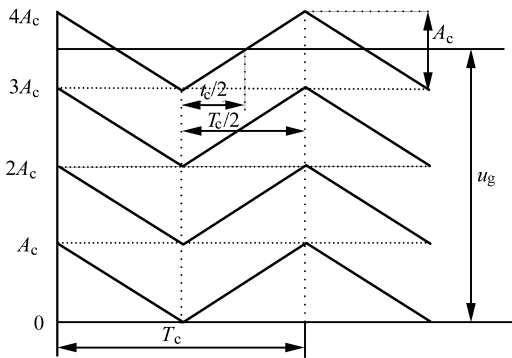


图3 五电平逆变器消谐波 PWM 中的几何关系
Fig. 3 Geometrical relationship in SH - PWM of five - level diode - clamped inverter

$$\frac{t_c}{T_c} = \frac{u_g - 3A_c}{A_c} = \frac{\frac{A_m}{2} \sin \omega_m t + 2A_c - 3A_c}{A_c} =$$

$$\frac{A_m \sin \omega_m t}{2A_c} - 1 \quad (3)$$

对于五电平逆变器,把 $m_a = \frac{A_m}{4A_c}$ 代入上式,可得到:

$$t_{cSa1} = [2m_a * \sin \omega_m t - 1] T_c \quad (4)$$

利用同样的方法,我们可以得到 Sa2, Sa3, Sa4 在一个载波周期中的导通时间分别为:

$$t_{cSa2} = [2m_a * \sin \omega_m t] T_c \quad (5)$$

$$t_{cSa3} = [2m_a * \sin \omega_m t + 1] T_c \quad (6)$$

$$t_{cSa4} = [2m_a * \sin \omega_m t + 2] T_c \quad (7)$$

在式(4)中,我们令 $\sin \omega_m t = 1, t_{cSa1} = 0$,可以得到 $m_a = 0.5$ 。这说明当 $m_a \leq 0.5$ 时, Sa1 一直处于关断状态,逆变器只能输出三电平;而当 $m_a > 0.5$ 时,逆变器能输出五电平。也即,当 $m_a > 0.5$ 时逆变器能输出最大电平数,为高调制度情况;当 $m_a \leq 0.5$ 时,逆变器不能输出所有的电平,为低调制度情况。这也可以从图 2 的载波与调制波中直观看出。对于一个 n 电平的逆变器,我们同理可以得到 Sa1 在一个载波周期中的导通时间以及高低调制度的临界值 m_{ac} :

$$t_c = \frac{u_g - (n-2)A_c}{A_c} * T_c = \frac{\frac{A_m}{2} \sin \omega_m t + \frac{n-1}{2} A_c - (n-2) A_c}{A_c} * T_c = \quad (8)$$

$$\left(\frac{A_m \sin \omega_m t}{2A_c} - \frac{n-3}{2} \right) T_c = \left(\frac{n-1}{2} m_a \sin \omega_m t - \frac{n-3}{2} \right) T_c$$

$$m_{ac} = \frac{n-3}{n-1} \quad (9)$$

2.2 开关频率优化 PWM 方法(SFOPWM)

开关频率优化 PWM 法与 SH-PWM 法类似,它们的载波要求相同,但 SFOPWM 的正弦调制波中注入了零序分量^[4]。对于一个三相系统,这个零序分量是三相正弦波瞬态最大值和最小值的平均值,所以 SFOPWM 法的调制波是通常的三相正弦波减去零序分量后所得到的波形。该方法只可用于三相系统,因为注入的零序分量在单相系统中无法相互抵消,从而在单相系统的输出波形中存在三次谐波,而在三相系统中就不存在这种情况。零序分量和调制波的计算公式如下

$$\left\{ \begin{aligned} V_{\text{zero}} &= \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \\ V_a^* &= V_a - V_{\text{zero}} \\ V_b^* &= V_b - V_{\text{zero}} \\ V_c^* &= V_c - V_{\text{zero}} \end{aligned} \right. \quad (10)$$

2.3 两种 PWM 方法调制度与输出电平之间的关系对比

表 1 列出了分别采用 SH-PWM 和 SFOPWM 时,所有电平数都得到利用时对应的最小调制度。同时,SFOPWM 由于添加了零序分量所对应的最大调制度可以达到 1.155。

表 1 输出全部电平的调制度范围

Table 1 Modulation index ranges without level reduction

电平数	SH-PWM		SFO-PWM	
	最小 m_a	最大 m_a	最小 m_a	最大 m_a
3	0	1.000	0	1.155
4	0.333	1.000	0.385	1.155
5	0.500	1.000	0.578	1.155
6	0.600	1.000	0.693	1.155
7	0.667	1.000	0.770	1.155
8	0.714	1.000	0.825	1.155
9	0.750	1.000	0.866	1.155
10	0.778	1.000	0.898	1.155
11	0.800	1.000	0.924	1.155

表 1 同时表明,无论是采用 SH-PWM 控制方法还是 SFOPWM 控制方法,当调制度远远小于 1 时,输出的电压中并不包括所有的电平,直到调制度增加到一定的程度时,所有的电平才可以得到充分的利用。

3 新型 PWM 控制方法分析

3.1 冗余的线电压开关状态

冗余的开关状态是指某一个输出的相电压或者线电压能够由多于一个的开关状态产生。在低调制度的情况下,二极管箝位型逆变器有冗余的线电压开关状态,但是没有冗余的相电压开关状态^[5]。

二极管箝位型多电平逆变器中负载的电压状态与开关管的开关状态和直流侧电压的关系可以表示如下:

$$\mathbf{V}_{\text{Labco}} = \mathbf{S}_{\text{abc}} \mathbf{V}_{\text{dc}}, \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{V}_{\text{dc}} = [V_1 \quad V_2 \quad V_3 \quad \cdots \quad V_n]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{S}_{\text{abc}} = \begin{bmatrix} S_{a1} & S_{a2} & S_{a3} & \cdots & S_{an} \\ S_{b1} & S_{b2} & S_{b3} & \cdots & S_{bn} \\ S_{c1} & S_{c2} & S_{c3} & \cdots & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{V}_{\text{Labco}} = \begin{bmatrix} V_{\text{Lao}} \\ V_{\text{Lbo}} \\ V_{\text{Lco}} \end{bmatrix} \text{ 并且 } S_{aj} = \sum_j^n \delta(S_a - j) \quad (14)$$

其中, V_1, V_2, \dots, V_n 为直流母线侧第 1 到 n 个电容上的电压, \mathbf{S}_{abc} 为开关状态矩阵, $\mathbf{V}_{\text{Labco}}$ 为负载相电压状态矩阵, S_a 为开关状态,表示单相桥臂的上桥臂有多少个开关管导通,其值在 0 到 n 之间变化,并且当 $x \geq 0$ 时, $\delta(x) = 0$; $x < 0$ 时, $\delta(x) = 0$ 。

以五电平逆变器为例,假设直流侧电容上的电压完全相同。如果 $\mathbf{V}_{\text{Labco}} = [2 \quad 0 \quad 1]^T$,则可以得到线电压的情况为 $V_{\text{Lab}} = 2, V_{\text{Lbc}} = -1$ 和 $V_{\text{Lca}} = -1$ 。当 $\mathbf{V}_{\text{Labco}} = [3 \quad 1 \quad 2]^T$ 或者 $[4 \quad 2 \quad 3]^T$ 时,线电压的情况与 $\mathbf{V}_{\text{Labco}} = [2 \quad 0 \quad 1]^T$ 是完全相同的。这个例子表明同一线电压状态 $[h \quad h \quad h]^T$ 对应着完全不同的冗余的开关状态。

对一个输出电压为 (i, j, k) 的 n 电平二极管箝位型逆变器,可利用的冗余状态的个数由下面公式给出:

$$N = n - 1 - [\max(i, j, k) - \min(i, j, k)] \quad (15)$$

3.2 低调制度下的 PWM 控制方法

采用 SH-PWM 控制方法时,在调制度小于 0.5 的情况下,奇数次多电平逆变器的调制波在不同的周期可以在不同的载波带之间轮换,也就是说有的开关管会在一个调制周期内不会有开关动作,这样可以在保证不超过开关管开关损耗的情况下,成倍的增加开关管的开关频率。对于偶数次的多电平逆变器的开关频率增加情况与调制度之间的关系可参看表 2。由表 2 可知,调制度越小,可以得到的冗余的开关状态越多,相应的开关频率也可以更多倍数地增加。开关频率的增加可以使逆变器谐波性能变的更好,同时输出波形更好地逼近参考波形。

表 2 低调制度下可能的载波频率增加倍数

Table 2 Increased carrier frequency possible at low modulation indices

电平数	调制度		频率增加倍数
	最小	最大	
3	0	0.500	2
4	0	0.333	3

电平数	调制度		频率增加倍数
	最小	最大	
5	0.250	0.500	2
	0	0.250	4
6	0.200	0.400	2
	0	0.200	5
7	0.333	0.500	2
	0.167	0.333	3
	0	0.167	6
8	0.285	0.428	2
	0.142	0.285	3
	0	0.142	7
9	0.250	0.500	2
	0.125	0.250	4
	0	0.125	8

以五电平二极管箝位型逆变器为例分析当调制度 $m_a = 0.4$ 时, 逆变器的开关频率是如何加倍的(图4)。在一个周期, 调制波集中在逆变器的上边二个载波带, 在下一个周期, 调制波集中在逆变器的下边二个载波带。这种 PWM 调制方法可以使一半的开关管在一个周期内是不动作的, 就是说在一个周期内不会产生任何开关损耗。采用这种方法, 开关频率(或者可以说是多电平逆变器中的载波频率 f_c) 可以增加至 $2f_c$, 并且此时的开关损耗与开关管以为开关频率但是每个周期都有开关动作是开关损耗是一样的。

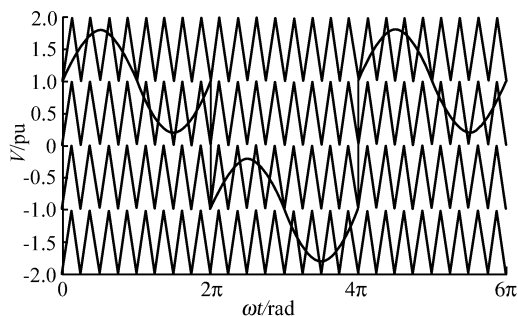


图4 五电平逆变器在调制度为 0.4 时的调制波在不同载波带的转移

Fig. 4 Reference rotation among carrier bands at $m_a = 0.4$ of five-level inverter

同理, 七电平二极管箝位型逆变器在调制度 $m_a = 0.4$ 时, 其调制波在不同载波带之间的变换如图5所示。

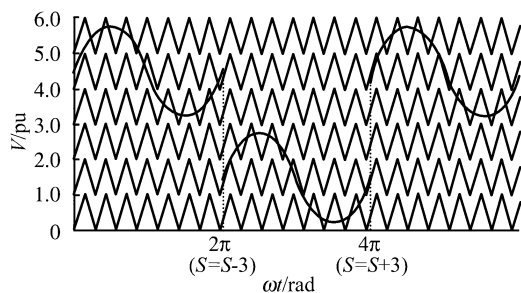


图5 七电平逆变器在调制度为 0.4 时的调制波在不同载波带的转移

Fig. 5 Reference rotation among carrier bands at $a_t = 0.4$ of seven-level inverter

对于二极管箝位型逆变器而言, 这种新型的 PWM 控制方法只适用于三相系统, 因为在二极管箝位型逆变器中, 只有线电压的冗余状态而没有相电压的冗余状态, 而且所有的三相调制波必须同时实现在载波带区域的转移。以图5为例, 在频率加倍的情况下, 调制波在载波带区域的转移可由公式表示如下:

$$S_a(j+1) = S_a(j) + (-1)^j \cdot \frac{|m-1|}{2} \quad (16)$$

此公式只对应图5, 也就是二极管箝位型七电平逆变器在调制度为 0.4 时, 应遵循 $S_a(j+1) = S_a(j) \pm 3$ 的原则。

在调制度接近于零时, 开关频率能够等效增加的更多。这是因为调制波可以在不同的载波带轮换的周期更长, 也就是说开关管不动作的时间更长, 因此可以增加载波的频率, 相应的也就增加了逆变器的开关频率。从表2同时可以看出不同电平数的多电平逆变器在调制度接近为零的情况下开关频率可能增加的情况。

当调制波在每周期末, 也就是在不同载波带之间变化时, 额外的开关损耗会产生。还是以图5为例, 七电平逆变器三相中的每一相在每一个调制波周期末, 都会有三对开关管的开关状态发生变化, 这种利用冗余状态的开关损耗是很小的, 一般小于总的开关损耗的 5%。

图6表明了七电平逆变器在调制度小于 0.333 时两种不同的调制方法。图(a)由于其冗余开关状态的减少, 其性能优于图(b)。图(a)在每三个调制周期仅需要四个冗余的开关状态, 而图(b)则需要八个冗余的开关状态, 图(a)对应的冗余开关状态的损耗相应的为图(b)的 1/2。

4 仿真结果及分析

为了验证这种 PWM 控制方法的控制效果,用 Matlab 进行了仿真研究。建立一个采用图 6(a)控制方法的二极管箝位型七电平逆变器,带一个小的感应电机,组成一个调速系统。其中直流母线电压 $U_{dc} = 400 \text{ V}$,调制频率为 50 Hz ,调制比为 0.15 ,载波频率为 1080 Hz ,采用的异步电机的额定功率为 4 kW ,额定电压为 400 V ,额定频率为 50 Hz ,定转子漏感都为 0.005839 H ,定转子互感为 0.1722 H ,定子电阻为 1.405Ω ,转子电阻为 1.395Ω 。

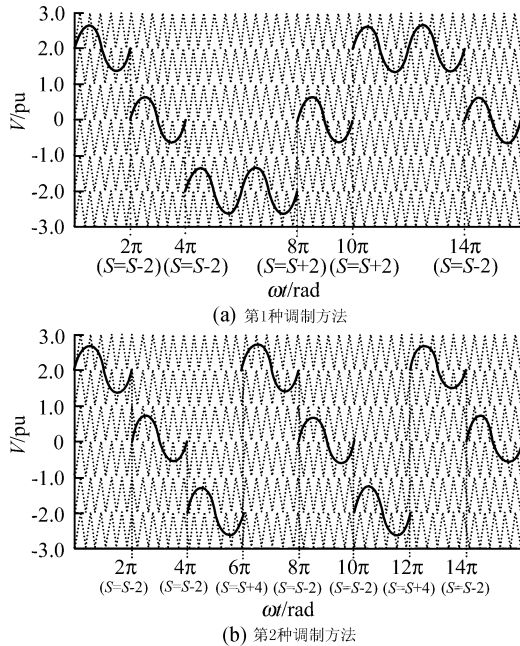


图 6 七电平逆变器在调制度小于 0.333 时的两种不同的调制方法

Fig. 6 Two different methods at $m_a < 0.333$ of seven-level inverter

图 7 给出了仿真结果。由仿真结果可知实验中采用的 PWM 控制方法利用输出电压的冗余状态,在各个周期中轮换使用不同的电平。由于利用了低调制度时那些传统载波 PWM 被退化掉的电平,从而不会出现有的开关管在调制过程中一直开通或关断的问题,使得每个开关管在不同调制周期都可以参与开关动作。采用这种方法同样使得逆变器在低调制度下工作于较高频率,可以使逆变器的频谱变好和动态响应加快,同时不会超过有源器件的开关损耗的要求。

5 结论

提出了一种新型的载波 PWM 调制方法,采用

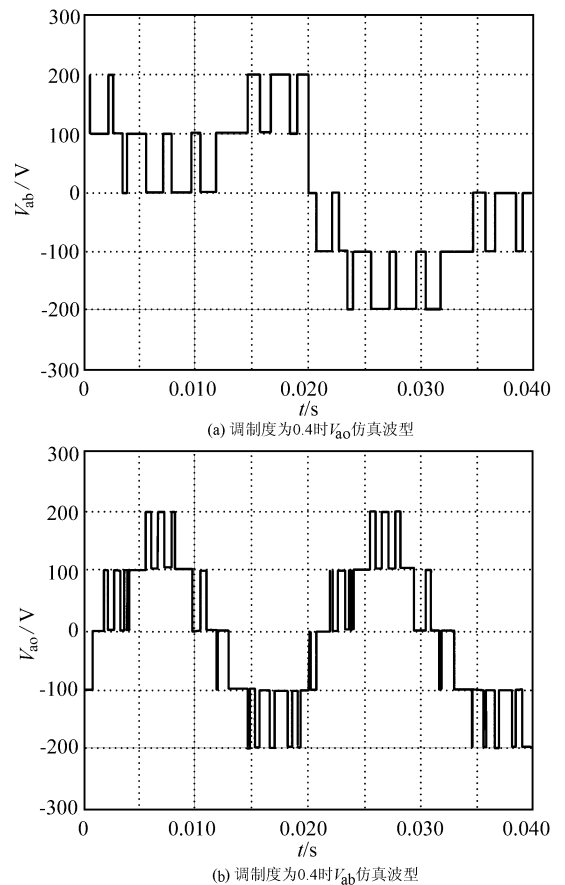


图 7 七电平逆变器调制度为 0.15 时的仿真结果

Fig. 7 Simulation results at $m_a = 0.15$ of seven-level inverter

这种方法可以提高二极管箝位型逆变器在低调制度下的器件利用率。利用输出电压的冗余状态,在各个周期中轮换使用不同的电平。通过利用那些传统载波 PWM 被退化掉的电平,使得逆变器在低调制度下工作于较高频率。由于开关频率的增大,在不超有源器件的开关损耗的要求的条件下,可以使逆变器的输出电压波形更好地逼近调制波。由于在二极管箝位型逆变器中,只有线电压的冗余状态而没有相电压的冗余状态,因此该方法只适用于三相功率变换场合。

参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter [A]. IEEE Proc of IAS, 80 [C]. 1980. 2: 761 ~ 766
- [2] 吴洪洋,何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22 (5): 10 ~ 15
- [3] 林渭勋, 现代电力电子电路[M]. 浙江大学出版社, 2002

[4] Sternke J K. Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 7(3): 487 - 496

[5] Lai Jih-Sheng, et al, Multilevel converters-a new breed of power converters [J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 32(3): 509 ~ 517

A Novel PWM Method of Diode-clamped Multilevel Inverter at Low Modulation Indices

Xin Xiang¹, Zhang Qingfan¹, Hu Shunquan², Li Ruilai²

(1. Shandong University, Jinan 250061, China; 2. Shandong Xinfengguang Electric Technology Develops Co. Ltd, Wenshang, Shandong 272500, China)

[**Abstract**] Diode-clamped multilevel inverter is a kind of power converter which can be used in high voltage and high power application field. Its corresponding PWM control is studied extensively. The paper presents a novel carrier-based PWM method to take advantage of all levels in the inverter even at low modulation indices. The simulation results indicate that the novel PWM strategy increases device utilization and enables the inverter to switch at higher frequencies and low modulation indices.

[**Key word**] diode-clamped inverter; carrier-based PWM; low modulation index; redundant state