

级联型多电平逆变器 THD 最小控制

石文渊, 刘庆丰, 冷朝霞, 王华民

(西安理工大学, 陕西 西安 710048)

摘要:以最少模块数级联型多电平逆变器为研究对象,在分析其输出波形特性的基础上,得出了模块功率器件开关角与逆变器输出电压总谐波畸变率 THD 的关系,进而提出了控制器件开关角以实现级联型多电平逆变器最小 THD 控制的策略,并利用求解带不等式约束的最优化方法得到了最小 THD 控制角。将该控制策略与高频调制策略进行了比较,比较结果说明,采用该策略可明显降低输出电压的总谐波畸变率,且有利于级联型多电平逆变器的高频应用。以工作频率为 100 kHz 的多电平逆变器为例,通过仿真和实验验证了该方案在高频应用的可行性。

关键词:逆变器; 谐波 / 开关角

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2008)06-0003-03

The Minimizing THD Control of Cascade Multilevel Inverter

SHI Wen-yuan, LIU Qing-feng, LENG Zhao-xia, WANG Hua-min

(Xi'an University of technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The investigated object is a cascade multilevel inverter adopting the least number of module units. Based on the analysis of output waveform characteristic, the relation of MOSFET switching angle and the THD of inverter output voltage is deduced and the minimizing THD control is presented, then the optimization method with inequality restriction is adopted to reduce the minimizing THD control angle. Finally, the control strategy is compared with high frequency modulating strategy, the comparing result shows that the control strategy obviously reduces the THD of output voltage and is propitious to the high frequency application of cascade multilevel inverter. The simulation and experiment on 100 kHz multilevel inverter validate the feasibility of the scheme in high frequency application.

Keywords: inverter; harmonic / switching angle

1 前言

近年来,在高压大功率应用领域,多电平功率变换技术得到了广泛关注,已成为电力电子领域的研究热点,不断涌现出大量新型电路拓扑和相应的控制策略^[1]。级联型多电平变换器由若干个模块单元串联而成,不仅能实现大功率输出,而且与其他形式的多电平变换器相比,其模块化结构易于集成和维护,具有广泛的应用前景。

由于逆变器的输出功率与输出电压的平方成正比^[2],为提高多电平逆变器的输出功率,应尽量减小输出波形中的谐波成分,使逆变器的输出电压波形更加接近正弦。在以往的文献中,高频 PWM 调制策略已引入到多电平变换器的控制中,根据文献[3]的研究结果,若采用高频调制控制策略,则为了实现连续 PWM 调幅,要求多电平变换器中各个模块的直流输入电压必须满足一定的约束条件,而且也需通过增加输出电压的电平数来降低级联型多电平变换器的谐波畸变率 THD 。然而,增加多电平变换器输出电压的电平数,势必使变换器结构和控制系统变得更加复杂,而且随着多电平逆变器工作频率的提高,高频载波的频率也随之增大,这就要求用于多电

平逆变器中的高频调制模块具有更好的频率特性。在文献[4]中,为克服功率器件频率特性的影响,提出了三角载波移相-开关频率最优 PWM 法,该方法的特点是:在相同的开关频率下,等效开关频率可提高到原来的 k_{eff} 倍,即 $k_{eff} = nk_c$ (n 为级联型多电平变换器的模块数; k_c 为三角载波开关频率与正弦波频率的比值)。可见,当模块数较少时,为减小输出波形中的谐波含量,仍需要高频功率器件。因此对采用高频调制策略而言,改善多电平逆变器输出波形的质量还受到功率器件频率特性的影响,这一特点将影响到级联型多电平逆变器的高频应用。

在级联型多电平逆变器结构中,全桥电路是最普遍、最简单的模块单元结构,由于考虑到低成本的投入,这里的研究对象是最少模块数全桥级联型多电平逆变器。该逆变器不采用高频调制控制策略,而是通过控制多电平逆变器开关角,来减小逆变器输出电压的总谐波畸变率,改善输出波形的质量,促进级联型多电平逆变器高频应用的。

2 级联型多电平逆变器输出波形分析

图 1 示出全桥多电平逆变电路结构及波形^[5] ($N=2$)。两个模块单元的直流电源分别为 E_1, E_2 , 开关角分别为 θ_1, θ_2 , 每个全桥单元通过其正、负桥臂开关时间的相移产生准方波信号,这样,逆变器输出电压的傅里叶级数为两个方波的傅里叶级数之和。

定稿日期: 2008-03-31

作者简介: 石文渊(1949-),男,副教授,研究方向为检测技术与自动化装置。

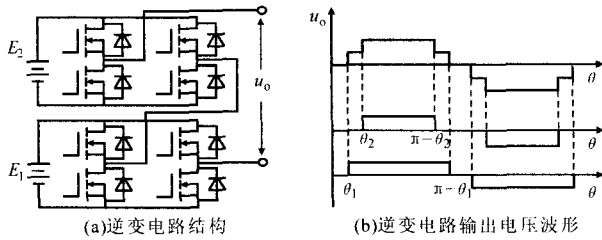


图 1 最少模块数级联型全桥多电平逆变器

单个方波的傅里叶级数为:

$$F(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (1)$$

式中: $A_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) dt = 0$; $A_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) \cos n\omega t dt = 0$; $B_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) \sin n\omega t dt = \frac{2E}{n\pi} [\cos \theta - \cos(n\pi - n\theta)]$; n 为偶数时, $B_n = 0$; n 为奇数时, $B_n = \frac{4E}{n\pi} \cos n\theta$.

两个方波的傅里叶级数可合成为:

$$F_{\text{合}} = \sum_{n \text{ 为奇数}} (B_{1n} + B_{2n}) \sin n\omega t = \sum_{n \text{ 为奇数}} \left(\frac{4E_1}{n\pi} \cos n\theta_1 + \frac{4E_2}{n\pi} \cos n\theta_2 \right) \sin n\omega t = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t + \sqrt{2} U_3 \sin 3\omega t + \sqrt{2} U_5 \sin 5\omega t + \dots \quad (2)$$

式中: U_1, U_3, U_5, \dots 分别为基波和各次谐波的有效值。

图 1 中的输出电压有效值为:

$$U_a = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} U^2 dt} = \sqrt{\frac{E_1^2(2\theta_2 - 2\theta_1) + (E_1 + E_2)^2(\pi - 2\theta_2)}{\pi}} \quad (3)$$

3 THD 最小控制方法

定义级联型逆变器输出电压总谐波畸变率为:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} U_n^2}}{U_1}, n \text{ 为奇数} \quad (4)$$

各次谐波有效值与输出电压有效值之间满足:

$$U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + \dots = U_a^2 \quad (5)$$

将式(5)代入式(4),得:

$$THD = \frac{\sqrt{U_a^2 - U_1^2}}{U_1} = \sqrt{\left(\frac{U_a}{U_1}\right)^2 - 1} \quad (6)$$

为实现 THD 最小, 也即实现 U_a/U_1 最小控制。根据式(2), 式(3), 有:

$$\frac{U_a}{U_1} = \frac{\sqrt{\frac{E_1^2(2\theta_2 - 2\theta_1) + (E_1 + E_2)^2(\pi - 2\theta_2)}{\pi}}}{\frac{4E_1}{\sqrt{2}\pi} \cos \theta_1 + \frac{4E_2}{\sqrt{2}\pi} \cos \theta_2} = \frac{\sqrt{2\pi E_1^2(2\theta_2 - 2\theta_1) + 2\pi(E_1 + E_2)^2(\pi - 2\theta_2)}}{4E_1 \cos \theta_1 + 4E_2 \cos \theta_2} \quad (7)$$

令 $k = E_2/E_1, \lambda = U_a/U_1$, 代入式(7)得:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2\pi(2\theta_2 - 2\theta_1) + 2\pi(1+k)^2(\pi - 2\theta_2)}}{4\cos \theta_1 + 4k\cos \theta_2} \quad (8)$$

下面就转化为求解 λ 在一定条件约束下的最优问题。根据式(8), λ 的最小值不仅与开关角 θ_1, θ_2

有关, 还与模块直流电源比 k 有关, 考虑到直流电压可以量测, 为简化问题, 取 $k=1$, 即研究对象选为两相等直流电压供电的两模块级联型多电平逆变器, 因此级联型多电平逆变器的控制策略是: 通过控制模块功率器件开关角 θ_1, θ_2 , 以实现逆变器输出电压的总谐波畸变率最小。

4 优化过程

根据上述控制方式的分析, 优化的目标函数为:

$$\lambda_{\min} = \frac{\sqrt{\pi(2\pi - \theta_1 - 3\theta_2)}}{2\cos \theta_1 + 2\cos \theta_2} \quad (9)$$

由于 $0 \leq \theta_1 < \theta_2 \leq \pi/2$, 故相应的线性不等式约束条件为: $-\theta_1 \leq 0, \theta_1 - \theta_2 \leq -\text{eps}$ (eps 为一接近于零的正值), $\theta_2 \leq \pi/2$ 。令优化变量 $X = [\theta_1, \theta_2]^T$, 线性约束矩阵形

式为: $AX \leq B$, 其中 $A = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = [0, -\text{eps}, \pi/2]^T$, 通

过寻优可得优化解 $X = [0.2242, 0.73]$, $\lambda_{\min} = 1.0134$ 。

5 结果分析

根据上述计算结果, 两模块级联型多电平逆变器采用最优控制角时的输出电压总谐波畸变率 $THD = \sqrt{\lambda_{\min}^2 - 1} = \sqrt{1.0134^2 - 1} \approx 0.16$, 文献[2]中用 1999 次谐波范围内输出电压的谐波畸变率 THD_{1999} 近似输出电压的总谐波畸变率, 即:

$$THD_{1999} = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{1999} U_n^2}}{U_1} \quad (10)$$

由文献[2]可知, 级联型多电平逆变器模块单元数为 2, 直流供电电源电压相同时, 采用高频调制策略, 逆变器的输出电压 $THD = 25\% \sim 30\%$ 。

因此, 在相同电路拓扑和供电条件下, 相对于高频调制策略, 级联型多电平逆变器采用所提出的控制开关角策略可明显降低输出电压总谐波畸变率的大小, 且该控制方式不易受逆变器工作频率的限制。

6 仿真及实验

图 2 示出 PSPICE 仿真波形。仿真参数: 基波频率为 100 kHz, 功率器件触发信号根据第 4 节中的优化值设置。为了显示清楚, 图中的电压傅里叶波形只截取了 1 MHz 范围以内的部分。

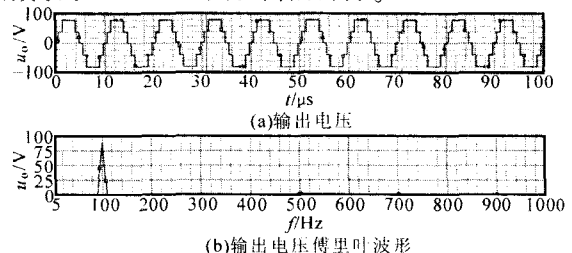


图 2 两模块级联型多电平逆变器仿真结果

图 3 示出实验波形。实验参数与仿真参数相同, 电压检测表笔衰减 10 倍。

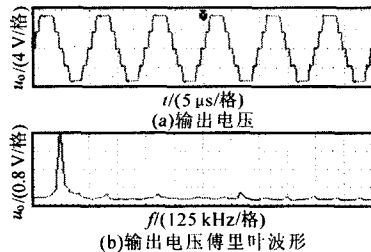


图3 两模块级联型多电平逆变器实验结果

7 结论

为用较少成本改善级联型多电平逆变器输出波形质量,分析了两模块逆变器的输出特性,提出了控制模块开关角实现输出电压总谐波畸变率最小的控制策略,相对于高频调制控制策略,其特点有:①在模块的直流电源电压相同时,可显著降低逆变器输出电压的 THD; ②每个模块单元的工作频率相同,

(上接第2页)电压波形存在二次谐波,因此电压 PI 控制器的截止频率必须低于 100 Hz, 以保证对三相不平衡条件下直流母线二次谐波的衰减。

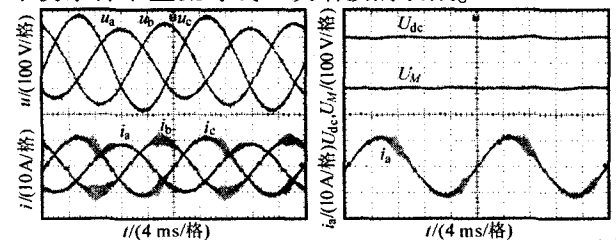


图4 三相不平衡条件下的实验波形

图5示出突减和突加负载下直流母线电压、电容 C_2 电压和 a 相电流的实验波形。图6示出突减和突加输入电压下的实验波形。由图可见,在负载和输入电压突变的条件下,采用上述控制策略仍能实现母线电压的稳定和中性点电压的平衡控制,使输入电流正弦化,不仅能较好地跟踪输入电压,还具有较小的 THD 和较高的 PF。

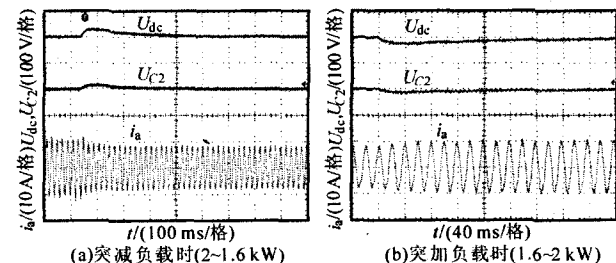


图5 负载突变实验波形

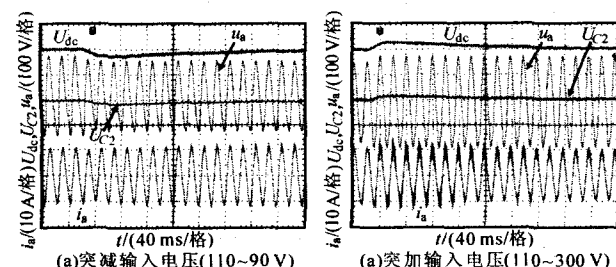


图6 输入电压突变实验波形

无需轮流采用高频调制进行均衡控制,故控制方式简单;③无需采用高频调制,在模块频率特性许可的范围内,可发展级联型多电平逆变器的高频应用。

参考文献

- [1] 丁凯,邹云屏,王展,等.一种适用于高压大功率的新型混合二极管钳位级联多电平变换器[J].中国电机工程学报,2004,24(9):62-67.
- [2] 纪峰,肖岚.级联型逆变器输出电平的研究[J].电力电子技术,2005,39(3):45-46.
- [3] 丘东元,张波,潘虹.级联型多电平变换器一般构成方式及原则研究[J].电工技术学报,2005,20(3):24-35.
- [4] 吴洪洋,何湘宁.级联型多电平变换器 PWM 控制方式的仿真研究[J].中国电机工程学报,2001,21(8):42-46.
- [5] 付超,石新春,王毅.级联型逆变器的空间矢量移相调制方法[J].电力电子技术,2005,39(5):51-53.

5 结论

针对三相三开关三电平(VIENNA)整流器提出了一种基于滞环电流的控制策略,它是采用直流母线电压控制作为外环控制,同时引入中性点平衡的控制方法。通过 Simulink 仿真和样机实验,对该控制方法在稳态、三相电压不平衡及输入电压和负载突变等条件下的仿真和实验进行了分析。结果表明,该控制策略能使 VIENNA 整流器在输入电压波动及负载突变条件下实现功率因数校正,其稳态下的 THD=2.58%,满足了 THD<5%的指标要求。

参考文献

- [1] J W Kolar, J Miniböck, T Nussbaumer. Three-Phase PWM Power Conversion—The Route to Ultra High Power Density and Efficiency[J]. 电力电子技术,2005,39(6):2-9.
- [2] Ewaldo L M Mehl, Ivo Barbi. Design Oriented Analysis of A High Power Factor And Low Cost Three-Phase Rectifier[A]. PESC'96 Record, 27th Annual IEEE[C]. 1996:165-170.
- [3] Johann W Kolar, Franz C Zach. A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1997, 44(4):456-467.
- [4] Hadi Kanaan, Kamal Al-Haddad. Small-Signal Averaged Model and Simple Control of a High-Power-Factor Three Phase/Switch/Level Fixed-Frequency PWM Rectifier for High-Power Telecommunications[A]. INTELEC'03. The 25th International[C]. 2003:302-309.
- [5] 吴吉良,张东来,肖学礼.三电平数字化整流器控制系统设计[J].电力电子技术,2006,40(2):20-23.
- [6] B R Lin, T Y Yang. Three-Phase High Power Factor AC/DC Converter[J]. IEE Proc.-Electr. Power, Apple 2005, 152(3):485-492.
- [7] 赵慧杰,钱照明,李俊,等.载波 PWM 方法三电平逆变器中点电位控制研究[J].电力电子技术,2007,41(3):28-31.