

基于载波调制的三电平并网逆变器断续调制策略

刘永奎, 钟建朋, 周洪伟, 张 磊
(特变电工西安电气科技有限公司, 西安 710119)

摘要: 首先介绍了三电平逆变器断续调制法的原理及产生方法, 对连续脉宽调制 PWM 方法和断续 PWM (DPWM) 调制法的性能进行了对比分析。然后提出了一种基于载波调制的优化方案, 可以使断续调制法与非单位功率因数运行条件相适应, 且采用该优化 DPWM 调制法的三电平逆变器在非单位功率因数条件下运行时可以获得更小的开关损耗。仿真和实验结果均验证了该方法的正确性与可行性。

关键词: 三电平; 载波调制; DPWM; 非单位功率因数

Carrier-based Discontinuous Pulse-width Modulation Strategy for Three-level Grid-connected Inverters

LIU Yongkui, ZHONG Jianpeng, ZHOU Hongwei, ZHANG Lei
(TBEA Xi'an Electric Technology Co., Ltd., Xi'an 710119, China)

Abstract: This paper firstly presents the principle and realization of the discontinuous pulse-width modulation (DPWM) for the three-level inverter, and carries out a comparative study of the performance of the continuous PWM and the DPWM. As a result, an optimal carrier-based modulation scheme is proposed to accommodate the DPWM with the non-unity power factor operation of inverters. In addition, the proposed optimal DPWM can reduce the switching loss of three-level inverters running at a non-unity power factor. Simulation and experimental results finally validate the correctness and feasibility of the modulation scheme.

Keywords: three-level; carrier-based modulation; discontinuous pulse-width modulation(DPWM); non-unity power factor

近年来, 随着分布式光伏发电系统的快速发展, 光伏逆变器得到大量应用, 对其研究的程度也越来越深入。现阶段提高光伏逆变器的转换效率成为广泛的关注点之一, 而减小开关损耗是最为简单易行的方案。

文献[1]提出在两电平空间矢量调制法基础上进行分段, 使部分区域的驱动信号保持开通或关断, 形成断续脉宽调制 DPWM (discontinuous pulse width modulation), 从而使逆变器的等效开关频率

下降, 降低逆变器的开关损耗; 文献[2-5]对常见的 60° 区间无开关动作 DPWM 调制提出了改进方案和方法, 根据零序分量生成调制相角 φ 的不同, 形成了一系列断续调制策略方案, 其中包括 DPWM0 ($\varphi=0$)、DPWM1 ($\varphi=\pi/6$)、DPWM2 ($\varphi=\pi/4$) 及 DPWM3 ($\varphi=\pi/3$) 等。文献[2]采用两个零矢量与其他非零矢量进行分配, 实现在输出电压正、负半周峰值处各有 60° 区间不进行开关动作, 主要目的是在逆变器输出电压最大值附近不进行开关管动作, 以减小开关损耗; 文献[6]将多种 DPWM 调制方法进行统一实现, 并分别对各种 DPWM 的性能进行了对比; 文献[7]对 NPC 型三电平逆变器的开关损耗进行了分析, 并对连续与断续 PWM 调制法进行对比; 文献[10]对空间矢量调制 SVPWM (space vector PWM)

收稿日期: 2016-04-09; 修回日期: 2016-05-27

基金项目: 国家高技术研究发展计划 (863 计划) 资助项目 (2015AA050606)

Project Supported by National High-tech R&D Program (863 Program) of China (2015AA050606)

与 DPWM 两种调制方式在 T 型三电平逆变器损耗与谐波方面进行了分析比较。

本文在此基础上,首先对三电平逆变器 DPWM 调制法进行研究讨论;然后对非单位功率因数运行条件下的 DPWM 调制法进行研究,提出一种基于载波调制并可满足逆变器在不同功率因数下运行的 DPWM 调制方案;最后利用仿真及实验对提出方法进行验证,证明其正确性与可行性。

1 T 型三电平逆变器损耗分析

逆变器损耗可分为固有损耗和可控损耗两大部分:固有损耗为硬件设计时引入的损耗,如滤波电感、连接导线和变压器等的自身损耗以及 IGBT 通态损耗,这部分损耗只与逆变器输出电流大小及相位有关,可通过优化硬件设计来降低;可控损耗在逆变器中通常指 IGBT 开关损耗,可通过一定的调制策略减小等效开关频率来降低该部分损耗。

图 1 为本文所用的 T 型三电平并网逆变器主电路拓扑,与传统 I 型 NPC 三电平拓扑相比,其优势在于简单的驱动时序及更低的 IGBT 通态损耗^[1]。

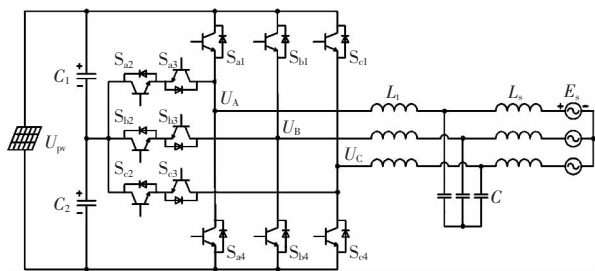


图 1 基于 LCL 滤波的三电平并网逆变器拓扑

Fig.1 Topology of the three-level inverter with LCL filter

2 DPWM 调制法原理及谐波比较

并网逆变器的调制方式较多,通常使用与空间电压矢量调制法 SVPWM (space vector pulse width modulation) 等效的零序分量注入 SPWM 实现,其好处是减小调制运算量及运算环节引入的误差、降低调制输出电压中的谐波成分等。DPWM 的本质即通

过构造合适的零序分量在一定时间内使三相调制波恒为±1 或 0,从而使该时间段内 IGBT 一直处于开通或关断状态,减少开关次数达到降低损耗的目的。

文献[3]在传统 60°DPWM (即 DPWM1) 基础上提出 Alternative three-level 60°DPWM 方案,本文将其简称为 Alternative DPWM (ADPWM),该方案产生的调制波近似连续,可以获得较 DPWM1 更小的谐波畸变率。为了直观说明各个调制法在谐波畸变方面的优劣,引入谐波畸变因子 HDF (harmonic distortion factor) 的概念^[8],即

$$HDF = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} [(V_b - V_a)^2 + (V_b - V_a)^3 + (V_b - V_a)(V_b^3 - V_a^3)] d\theta \quad (1)$$

式中: V_a 为 A 相调制信号; V_b 为 B 相调制信号; θ 为调制信号相位。HDF 越大,调制信号的畸变程度越大。同时也可以得到调制信号 HDF 仅与调制度 M 有关的结论。

图 2 所示为调制度 M 为 0.9 时调制策略 SPWM、SVPWM、DPWM1^[2]和 ADPWM^[3]的调制波波形。根据式(1)可以进一步分别计算出相同载波频率下各调制策略关于调制度 M 的 HDF 数据,其中定义 SPWM 调制法最大调制度为 1,可以确定另外 3 种 PWM 的最大调制度为 1.15。

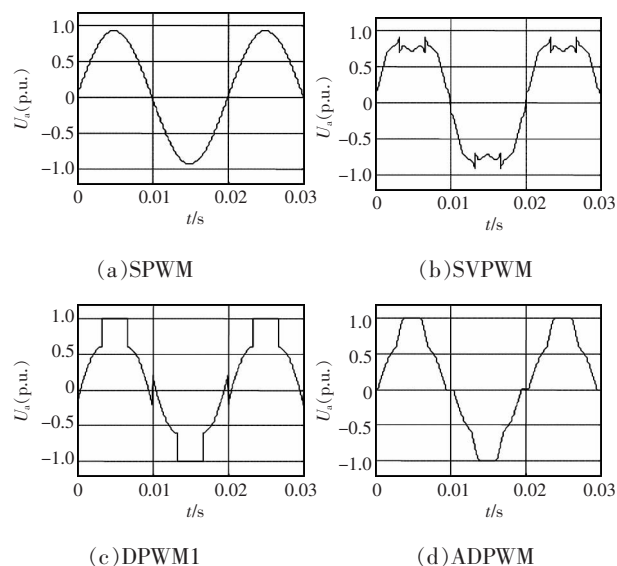


图 2 不同 PWM 调制策略调制波比较

Fig.2 Comparison of modulation waves in different PWM modulation modes

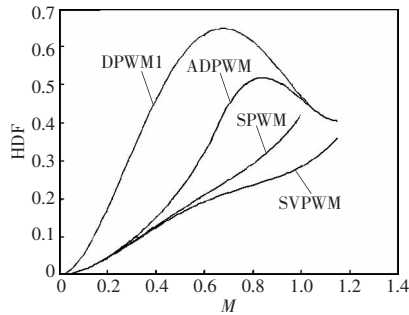


图 3 相同载波频率时不同 PWM 方案在各调制度下的 HDF 比较

Fig.3 Variation of HDFs with different M at the same carrier frequency for different PWM schemes

相同载波频率时不同 PWM 方案在各调制度下的 HDF 比较如图 3 所述。从图 3 中可以看出,在全调制度范围内,逆变器采用 ADPWM 调制法的 HDF 要比使用 DPWM1 调制法时小,但比采用连续调制法 PWM 的 HDF 要大。这意味着 DPWM 调制法在减小开关损耗的同时会造成谐波含量的升高。

3 非单位功率因数下的优化 DPWM 调制

通常情况下在母线电压恒定、IGBT 规格确定时,开关损耗仅与电流有关。单位功率因数运行模式下,电流与电压同相位,选择在调制波峰值附近保持 IGBT 无开关动作,可以最大程度地降低开关损耗。对于非单位功率因数运行工况,有文献提到移动断续区域的方式满足不同功率因数,但均没给出具体的实施方案。本文将在 ADPWM 的基础上基于载波调制对非单位功率因数运行工况下的三电平逆变器调制提供一种优化实施方案。

根据三电平 SVPWM 调制等效原理^[9],同时简化运算,弃用矢量分区概念,仅根据调制波幅值分区,得到 SPWM 实现方式中需要叠加的零序分量形式如下:

I 区:当 $S(V_a)+S(V_b)+S(V_c)<0$ 时

$$V_z = \begin{cases} (k-1)V_{\min}-kV_{\max}+2k-1 & V_{\max} \geq 1+V_{\text{mid}} \\ (k-1)V_{\min}-kV_{\text{mid}}+k-1 & V_{\max} \geq 1+V_{\min} \\ (k-1)V_{\max}-kV_{\min} & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中:在任意时刻三相调制波 V_a, V_b, V_c 中, V_{\max} 为

最大值; V_{\min} 为最小值; V_{mid} 为中间值; k 为零序电压分量分配系数。

II 区:当 $S(V_a)+S(V_b)+S(V_c)>0$ 时

$$V_z = \begin{cases} (k-1)V_{\min}-kV_{\max}+2k-1 & V_{\text{mid}} \geq 1+V_{\min} \\ (k-1)V_{\text{mid}}-kV_{\max}+k & V_{\max} \geq 1+V_{\min} \\ (k-1)V_{\text{mid}}-kV_{\min} & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

其中: $S(V_x) = \begin{cases} 1 & V_x \geq 0 \\ -1 & V_x < 0 \end{cases} \quad (x=a,b,c)$ 。

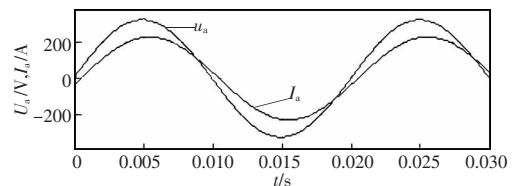
基于载波调制的 SVPWM 最终调制波形式为 $V'_x = V_x + V_z (x=a,b,c)$, 不同的 k 对应产生不同形式的调制波 ($0 \leq k \leq 1$)。当 $k=0.5$ 时可产生与传统三电平 SVPWM 等效的调制波。各种 DPWM 调制就是在特定时间段选取 k 固定为 0 或 1, 从而达到调制波为 ± 1 或 0 的目的。ADPWM 策略就是 k 值在 I 区选取 1、II 区选取 0 对应的结果。

为了适应非单位功率因数运行工况, 本文提出一种基于三相电流瞬时值正负号选取 k 的简便方法, 即

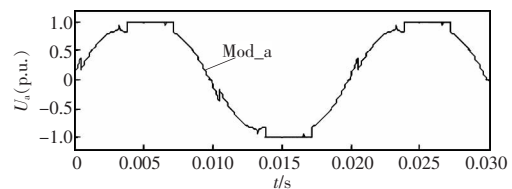
$$k = \begin{cases} 1 & S(I_a)+S(I_b)+S(I_c) < 0 \\ 0 & S(I_a)+S(I_b)+S(I_c) > 0 \end{cases} \quad (4)$$

其中: $S(I_x) = \begin{cases} 1 & I_x \geq 0 \\ -1 & I_x < 0 \end{cases} \quad (x=a,b,c)$ 。

式中, $I_x (x=a,b,c)$ 为三相电流瞬时值。该方式产生的 DPWM 称为优化 ADPWM, 其调制波形如图 4 所



(a) A 相电压与电流



(b) 优化 ADPWM 调制波形

图 4 非单位功率因数时优化 ADPWM 调制信号

Fig.4 Modulation waveforms of the optimal ADPWM at non-unity power factor

示,该种取值方式同样扩展应用到其他形式的 DPWM 非单位功率因数运行工况。

为了定量的分析及对比 ADPWM 调制法优化前后时开关损耗的大小,引入开关损耗函数 SLF (switching loss function)^[6]进行评估,分别将 ADPWM 法与优化 ADPWM 法在不同调制度及不同功率因数角的 SLF 进行计算,结果如图 5 所示。

从图 5 可以看出,两种 DPWM 法的开关损耗不仅与功率因数角有关,还与调制度有关。优化 ADPWM 调制法在功率因数角处于 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 区间时,开关损耗小于 ADPWM 调制法,当调制度逐渐降低时,开关损耗会逐步增加。

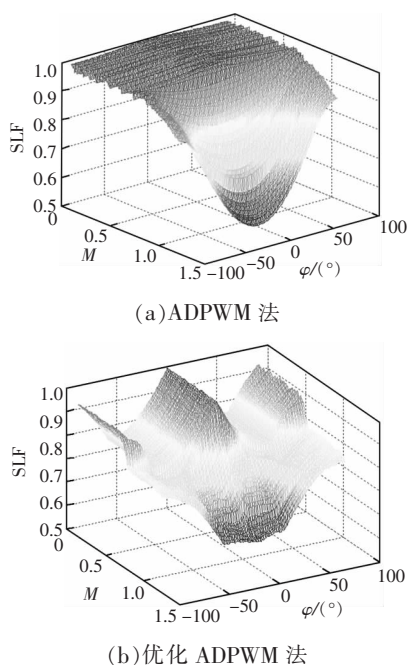


图 5 各调制策略在不同功率因数角及调制度的 SLF

Fig.5 Variation of SLF with different M and φ

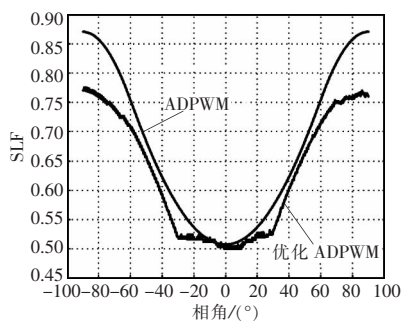


图 6 $M=1.15$ 时 ADPWM 法及优化 ADPWM 法的 SLF

Fig.6 Comparison of SLF with ADPWM and optimal ADPWM scheme at $M=1.15$

为了直观地进行比较,图 6 给出了在最大调制度 1.15 时两种调制法的 SLF 对比,可以看出优化 ADPWM 调制法的开关损耗在功率因数角处于 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 区间时要小于优化前的 ADPWM 调制法。

4 实验分析

为了进一步证明提出方案的正确性,设计了三电平并网逆变器实验平台,直流母线电压 560 V,并网接入点电压 315 V/50 Hz,开关频率 10 kHz,额定电流 350 A,对优化 ADPWM 调制法进行非单位功率因数工况下的并网实验。

图 7 所示为逆变器有功功率为 54 kW、无功功率为 28.5 kvar 时 A 相电流及 A 相桥臂上管端电压波形。从中可以看出,实验结果与仿真分析结果基本一致,逆变器输出电流峰值附近区域仍有开关管的动作,而在使用优化 ADPWM 时,开关器件的不动作区域移动到了逆变器输出电流峰值附近。优化后的调制法可以更有效地减小并网逆变器开关损耗,提高并网逆变器转换效率。

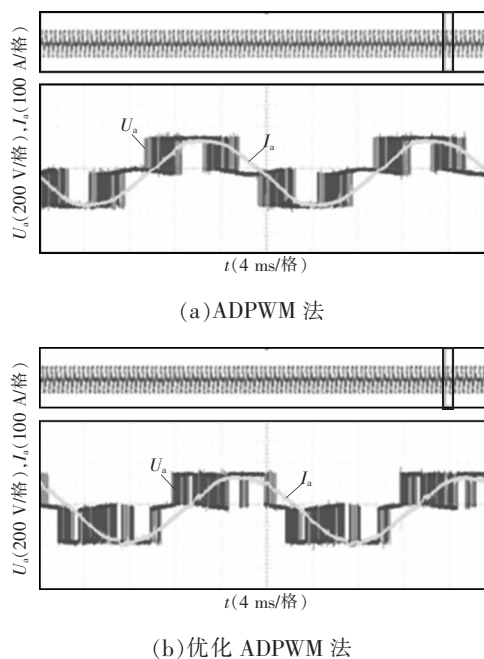


图 7 功率因数为 0.8 时并网电流及 A 相桥臂上端 IGBT 驱动波形

Fig.7 Grid current and IGBT driving waveforms of phase A bridge upper-leg when power factor is 0.8

5 结语

本文对三电平逆变器 DPWM 调制法的原理进行了分析,并在此基础上对 ADPWM 调制法进行了优化,使其在功率因数角处于 $\pm 90^\circ$ 区间内时,比没有优化前的开关损耗更低,且谐波畸变没有明显的增加。仿真和实验结果验证了所提方案的正确性及可行性。

参考文献:

- [1] Trzynadlowski A M, Kirlin R L, Legowski S. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate[C].// Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Control, and Instrumentation, 1993: 689-694.
- [2] Un E, Hava A M. A near-state PWM method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2):782-793.
- [3] Bruckner T, Holmes D G. Optimal pulse-width modulation for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1):82-89.
- [4] Depenbrock B M. Pulse width control of a 3-phase inverter with non-sinusoidal phase voltages[C].// IEEE International Semiconductor Power Converter Conference. Lake Buena Vista, FL: IEEE, 1977: 399-403.
- [5] Hava A M, Kerkman R J, Lipo T A. A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(5):1059-1071.
- [6] 安少亮, 孙向东, 陈樱娟, 等. 一种新的不连续 PWM 统一化实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24):59-66.
- An Shaoliang, Sun Xiangdong, Chen Yingjuan, et al. A new generalized implementation method of discontinuous PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24):59-66(in Chinese).
- [7] Chaturvedi P K, Jain S, Agarwal P. Reduced switching loss pulse width modulation technique for three-level diode clamped inverter[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(4):393-399.
- [8] Holmes D, Lipo T. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice[M]. New York: Wiley-IEEE Press, 2003:241-249.
- [9] 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.
- Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multi-level carrier-based PWM and SVPWM and its applications [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5):10-15 (in Chinese).
- [10] 孙超, 严成, 张扬帆, 等. T 型三电平并网逆变器两种调制策略研究[J]. 电源学报, 2013, 11(3):42-47.
- Sun Chao, Yan Cheng, Zhang Yangfan, et al. Research on two modulation scheme of three-level T-type grid-connected inverter[J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(3): 42-47(in Chinese).
- [11] 郑诗程, 彭勃, 徐礼萍. T 型三电平拓扑的 PWM 控制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(2):93-97.
- Zheng Shicheng, Peng Bo, Xu Liping. PWM control strategy of T-type three-level topology[J]. Proceedings of the CSU-EP-SA, 2016, 28(2): 93-97(in Chinese).



刘永奎

作者简介:

刘永奎(1985-),男,通信作者,硕士,工程师,研究方向:电力电子与光伏并网技术,E-mail:summer.lemon@126.com。

钟建朋(1981-),男,博士,工程师,研究方向:电力电子与光伏并网技术,E-mail:jjpzhong333@163.com。

周洪伟(1982-),男,硕士,工程师,研究方向:电力电子与光伏并网技术,E-mail:hwhzhoufly@foxmail.com。

张磊(1979-),男,博士,高级工程师,研究方向:光伏发电设备,E-mail:zhanglei@tbeaenergy.com。