

一种改进型 PWM 调制策略 逆变器的研究与应用

贾贵玺¹, 齐炜¹, 张方², 徐伟¹, 李洪凤¹

(1. 天津大学 电气与自动化工程学院, 天津 300072; 2. 湛江师范学院, 广东 524000)

摘要: 针对带独立直流源的级联型多电平逆变器各逆变单元间应力分配不均衡的问题, 提出了一种新的调制方法。通过控制各逆变单元开关的导通顺序和导通时间来改善各逆变单元间应力分配不均衡, 从而使整个逆变器工作得更稳定。本文所提出的调制策略对于级联型逆变器的控制方法的设计是新的尝试, 用 9 电平的级联型逆变器的拓扑结构作为例子阐述上述控制策略的思想。对于 N 电平的级联型逆变器, 提出了用分组循环思想来解决传统的循环控制策略过于复杂而难于实现的问题, 并通过仿真试验来验证所提出的控制策略。

关键词: 级联型逆变器; SPWM; 应力不平衡; 循环阶梯波调制

中图分类号: TP921 **文献标识码:** A **文章编号:** 1007-449X(2004)02-0179-04

1 引言

变频调速技术在低压领域已广泛使用, 但在中高压领域, 由于功率半导体器件的电压耐量及开关频率的限制, 目前单一的半导体器件难于实现对高电压的直接调制。

为了实现中高压领域的变频调压, 相继提出多种多电平变频器/逆变器的拓扑结构。以下是三种常用的拓扑结构^[1-3]。图 1 是带独立直流源的级联型的多电平逆变器, 图 2 是二极管嵌位型多电平逆变器, 图 3 为飞跨电容型多电平逆变器。

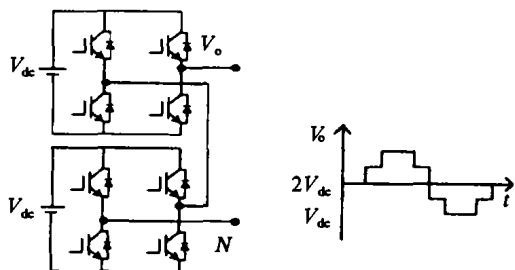


图 1 五电平级联型逆变器

Fig. 1 A 5-level cascaded inverter

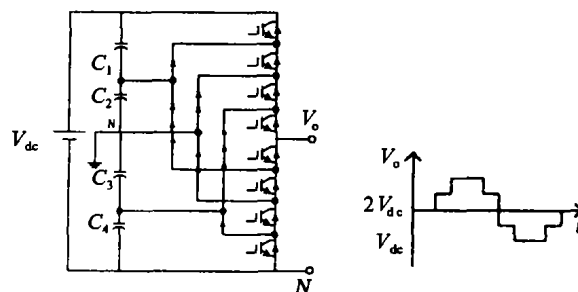


图 2 五电平二极管嵌位逆变器

Fig. 2 A 5-level diode clamped inverter

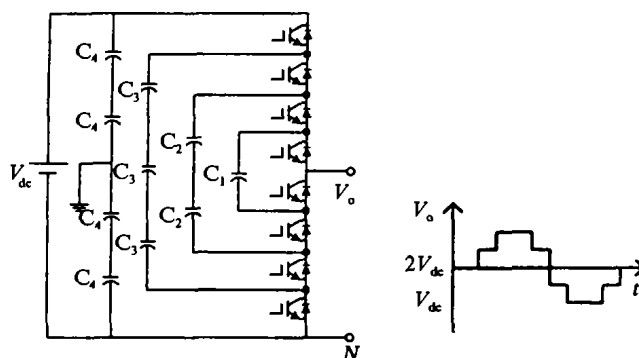


图 3 五电平飞跨电容型逆变器

Fig. 3 A 5-level flying capacitor inverter

收稿日期: 2003-12-05

作者简介: 贾贵玺 (1954-), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为自动控制, 电力电子技术;

齐 炜 (1974-), 男, 硕士研究生, 研究方向为自动化控制, 电力电子;

张 方 (1957-), 女, 副教授, 研究方向为自动控制系统。

根据 PWM 理论,电压型多电平逆变器可通过输出一系列方波脉冲来合成正弦波电压波形。而控制功率半导体器件的开关可以很方便的输出一系列的方波脉冲,通过改变方波脉冲的宽度和周期可以完成变频调压。由于 SPWM 易于实现,因而在上述的 3 种拓扑结构中被广泛采用^[3,4]。

2 级联型逆变器调制策略

图 4 为 9 电平级联型逆变器的拓扑结构^[6],其中功率半导体器件工作的触发脉冲由控制电路提供,本文仅限于讨论优化各逆变单元的功率半导体器件的开关顺序和导通时间,从而达到减小和避免各逆变单元的应力分配不均衡的问题。

图 5 为传统 9 电平的阶梯波调制波形,可以看出 4 个逆变单元 U_1, U_2, U_3 和 U_4 之间仅在一个周期内的开通时间差异巨大;其中 U_4 单元的开通时间大约为 U_1 单元的 3 倍,这也就是说 U_4 单元的半导体开通和关断次数大约是 U_1 的 2 倍^[6]。而功率半导体工作在开关状态时,开通和关断所带来的应力和损耗是主要的,这就是所要解决的应力分配不均的问题。由上述分析,单元 U_4 所承受的工作应力远远大于 U_1 ,这样的系统长期运行在中高压环境下稳定性及可靠性较差^[6]。损耗情况如表 1 所示。

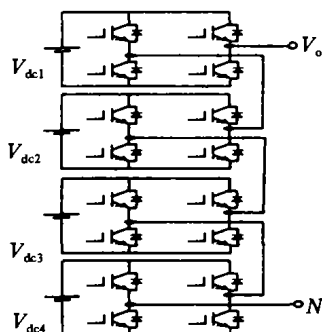


图 4 9 电平级联型逆变器的拓扑结构
Fig. 4 The 9-level cascaded inverter topology

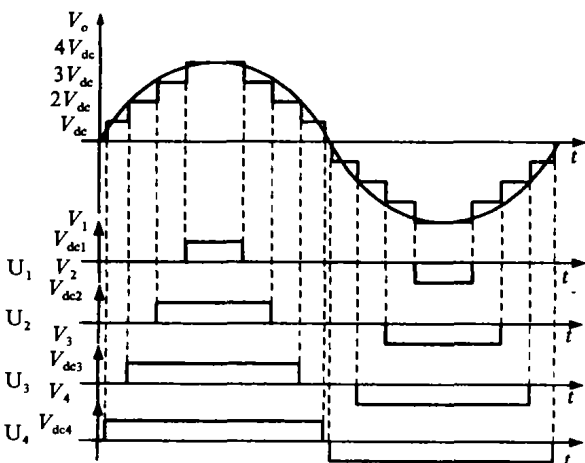


图 5 9 电平级联型逆变器的输出波形
Fig. 5 The output waveform of 9-level cascaded inverter

表 1 传统阶梯波叠加方式各单元的损耗状况
Table 1 The losses of each unit in the traditional way of step wave overlap-add

逆变单元	通态损耗/W	开关损耗/W	损耗合计/W
U_1	37.85	0.89	38.74
U_2	32.25	0.57	32.82
U_3	26.20	0.55	26.75
U_4	16.30	0.75	17.05

为了解决这一问题,以 9 电平拓扑结构为例,本文提出每 4 个周期可视为一个“大”周期,在数字调节器的控制下,各逆变单元的工作状况如图 6 所示。在 4 个周期内,每个逆变单元工作在 4 种不同的循环状态,这样的调制策略从长期运行的角度看,工作应力是平衡的。

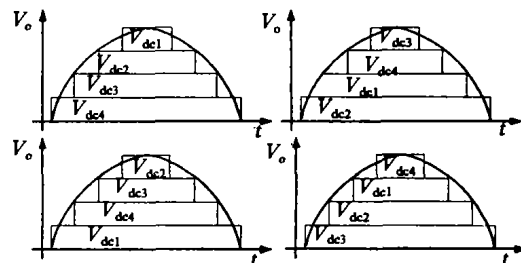


图 6 循环变换阶梯波调制波形
Fig. 6 Recycle commutations steps

以 4 个循环为一周期改进后的损耗状况如表 2 所示。

表 2 改进后各逆变单元损耗状况
Table 2 The losses of each unit after improvement

逆变单元	通态损耗/W	开关损耗/W	损耗合计
U_1	28.15	0.69	28.84
U_2	28.15	0.69	28.84
U_3	28.15	0.69	28.84
U_4	28.15	0.69	28.84

图 7 为带独立直流源的 N 电平级联型逆变器的拓扑结构。如果要用 K 阶电平来合成正弦波,那么需要 $m = (K-1)/2$ 个独立的直流电源,每相的每个逆变单元需要 4 个功率半导体器件。

为了克服传统的阶梯波调制方法带来的应力分配不均衡,1985 年提出了旋转变换的阶梯波调制思想^[9]。图 8 是 9 电平逆变器的阶梯波调制方法。为平衡开关应力,各个阶梯波在每个半周期内的起止时间循环变化。前文提到用来合成正弦波的不同幅值的阶梯波数目越多,那么合成效果越好。如果用 N 个不同的阶梯波来合成正弦波,要输出 N 个阶梯波时,就需要 $(N-1)/2$ 次循环来平衡应力,这势必造成控制部分过于复杂而难于实现。

针对 N 次阶梯波的合成情况,我们提出了在各逆变单元中分组循环的思想。比如每个组选 2 个逆变单元,这样循环次数就降低到 $N/2+1$ 次,同时各组之间也循环。当然根据需要,每组可以选 3,4 个逆变单元。这势必大大简化所需要的控制部分的复杂程度。

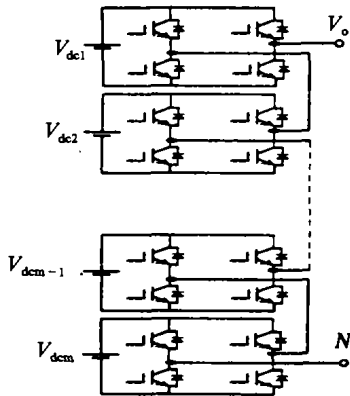


图 7 N 电平逆变器的拓扑结构

Fig. 7 The N -level cascaded inverter topology

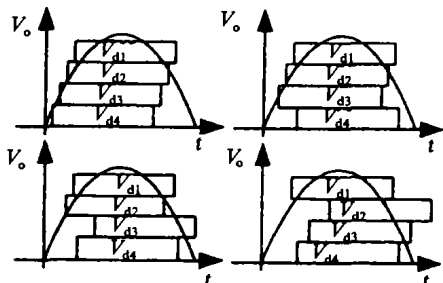


图 8 旋转变换阶梯波调制

Fig. 8 Rotating commutation of steps

3 仿真结果

阶梯波调制的输出波形的数学表达为

$$U_K = \frac{4U_{dc}}{\pi} \sum_{n=\text{odd}}^{\infty} \sum_{i=1}^{p/2} \cos(n\theta_i) \frac{\sin\left\{n\left[\omega t - (k-1)\frac{2\pi}{3}\right]\right\}}{n}$$

式中: u_{dc} 代表直流源的电压值; k 是相数 (可以取值 1, 2 和 3); p 为每相的半桥的数目; n 次谐波可通过改变导通角 θ_i 来分析。

基于上述的数学分析,相应的仿真用 MATLAB 完成^[9]。此处 13 电平阶梯波调制方法和 9 电平二极管嵌位拓扑结构做了对比分析。二极管嵌位的逆变器直流部分的电压设定为 300 V, 阶梯波调制的逆变器的独立直流源电压设定为 75 V。对两种拓扑结构进行了快速傅里叶分析来对比不同电平数目下的正弦波的合成状况。图 9 显示是 9 电平二极管嵌位的逆变器的仿真输出波形及快速傅里叶谐波分析,可以看出这种拓扑结构的 9 电平的逆变器的第一次谐波在 700 Hz 左右 (V_n 为谐波峰值)。

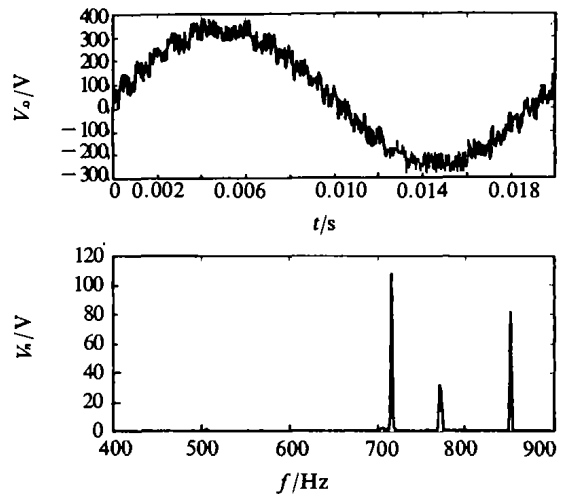


图 9 9 电平二极管嵌位逆变器输出波形及快速傅里叶分析

Fig. 9 The output waveform and Fourier analysis of 9-level diode clamped inverter

图 10 所示为 13 电平循环阶梯波调制的仿真输出及快速傅里叶谐波分析 (V_n 为谐波峰值)。它的第一次谐波出现在 1400 Hz 左右,大约是 9 电平二极管嵌位拓扑结构的 2 倍。由此可知,用更多的阶梯波来合成正弦输出,谐波出现的频率就越高。而要用更多的阶梯波合成正弦输出,就要考虑各逆变单元的协调工作来平衡应力,因而循环分组是个优化选择方法。

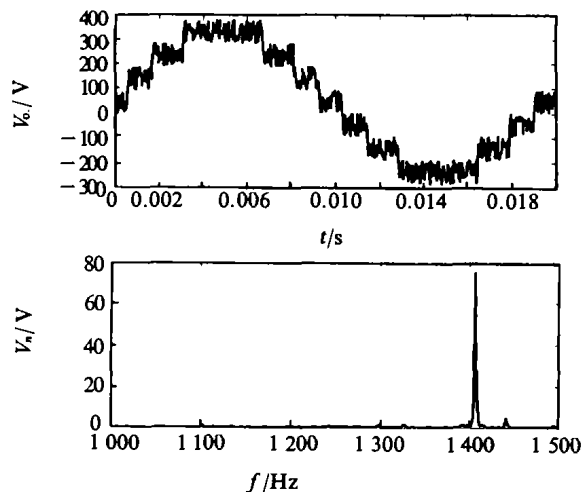


图 10 13 电平级联型逆变器输出波形及快速傅里叶分析

Fig. 10 The waveform and Fourier analysis of 13-level Cascaded Inverter output

4 应用实例

根据这一调制策略制成的样机已经安装在天津大港油田采油公司的潜油泵上并进行了试运行。系统结构如图 11 所示。

以三相电机为例 (2 kV, 75 kW), 系统可设为低频或降压启动, 根据不同负载情况自动确定最佳运行状态。经过一个时期的试运行, 各种数据表明, 该系统

具有较好的稳定性和可靠性,维修时间减少,节电效果明显。

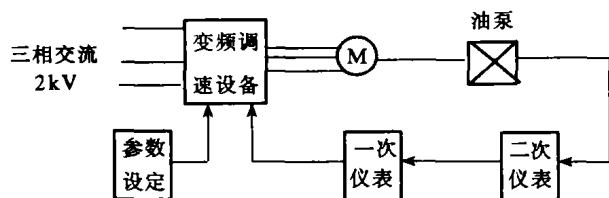


图 11 系统结构图

Fig. 11 The structure of system

5 结束语

针对级联型的多电平逆变器各逆变单元间的应力不均问题提出了一种新的调制方法,用以改善各逆变单元间应力分配不均。相应的仿真结果验证了这一想法的可实现性。同时,针对 N 电平逆变器的应力不均问题,提出了分组循环的思想。这一思想可以简化相应的循环控制的复杂程度。

参考文献:

[1] RODRIGUEZ J, LAI J S, PENG F Z. Multilevel inverters:

a survey of topologies, controls, and applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 49(4):724-738.

[2] VON BLOH J, DE DONCKER R W. Control strategies for multilevel voltage source converters for medium-voltage dc transmission system[A]. 26th Annual Conference of the IEEE[C]. *Industrial Electronics Society*, Volume: 2, 2000, 1358-1364.

[3] 贾贵玺,张臣堂. 高压变频调速技术在发电厂节能方面的研究与应用[J]. *电力系统自动化*, 2002,26 (14):63-66.

[4] SCHIBLI N P, NGUYAN T. A three-phase multilevel converter for high power induction motors[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, 13(5): 978-986.

[5] MCGRATH B P, HOLMES D G. Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 49(4): 858-867.

[6] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 北京:中国机械出版社,2002.

(编辑:王长风)

(上接第 169 页)

[5] RYAN M J, DE DONCKER R W, LORENZ R D. Decoupled control of a four-leg inverter via a new 4×4 transformation matrix [J]. *IEEE Trans on PE*, 2001, 16(5): 694-700.

[6] QUINN C A, MOHAN N, MEHTA H. A four-wire current controlled converter provides harmonic neutralization in three-phase four wire systems [A]. *IEEE APEC'93* [C]. San Diego California, USA, 1993. 841-846.

[7] KAZMIERKOWSKI M P, MALESANI L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1998, 45(5): 448-456.

[8] DE DONCKER. Current regulator for a four-leg three-phase inverter [P]. USA: US05280421, 1994-01.

[9] QUINN C A, MOHAN N. Active filtering of harmonic currents in three-phase four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads [A]. *IEEE APEC'92*[C]. Boston, USA, 1992. 829-835.

[10] VERDELHO P, MARQUES G D. A current control system based in $\alpha\beta 0$ variables for a four-leg PWM voltage converter [A]. *IEEE IECON'98* [C]. Aachen, Germany, 1998. 1847-1852.

[11] ALI S M, KAZMIERKOWSKI M P. Current regulation of four-leg PWM-VSI [A]. *IEEE IECON'98* [C]. Aachen, Germany, 1998. 1853-1858.

[12] 马大铭,朱东起,高景德. 三相电压不对称时谐波和无功电流的准确检测[J]. *清华大学学报*, 1997, 37(4): 710-712.

(编辑:王长风)