

内环钳位式新型五电平逆变器系统

李永东 饶建业 高跃

(清华大学电力电子研究所 北京 100084)

摘要 在交流电动机调速领域,多电平变换器的应用越来越广泛,在各种多电平拓扑结构中,二极管钳位型多电平拓扑结构在中低压领域的应用最为广泛。但是随着电压等级的升高,开关数量的增加,钳位电容电压的平衡问题也成为该结构突出的难题。本文提出了一种新颖的内环钳位式新型五电平逆变器结构,该结构基于传统的二极管钳位型五电平拓扑结构,在其内环悬浮电容节点上接入一组独立的直流电压源,通过最优控制的算法,实现了五电平拓扑结构中所有钳位电容电压在全负载范围内稳定可控。本文对所提出的五电平拓扑结构进行了仿真及实验研究,仿真和实验结果验证了新方案的可行性。本文提出的方法为二极管钳位型多电平结构解决电容电压平衡问题提供了一个新颖的思路,对该结构的深入研究具有重要的实用意义。

关键词: 二极管钳位式 多电平逆变器 电容电压平衡

中图分类号: TM46

A Novel Diode Clamped Five-Level Inverter Topology With the Inner Loop DC-Bus Clamped

Li Yongdong Rao Jianye Gao Yue

(Tsinghua University Beijing 100084 China)

Abstract In recent years, multilevel inverters are becoming more and more popular in AC drive system. The diode clamped inverter has found wide applications in the medium and low voltage drives. But with the increase of the voltage degree and switch numbers, it's difficult to keep the clamped capacitors' voltages to be balanced. This paper presents a novel diode clamped five-level inverter topology, which introduces an independent dc-source to feed the inner loop DC-bus. With the optimization control method, the clamped capacitors' voltages in the DC-link can be kept balance under full range of the load. Simulation and experimental results show the feasibility and validity of this new scheme. The proposed topology gives a new alternative of five-level inverter in motor drive applications.

Keywords: Diode clamped, multilevel inverter, balance of the capacitors' voltage

国家自然科学基金资助项目(50677033)。

收稿日期 2009-02-25 改稿日期 2009-09-10

1 引言

目前多电平变换器主要有H桥单元串联型、二极管钳位型、电容钳位型三种典型的结构,其他结构均可以在此基础上派生得到^[1-2]。其中二极管钳位型三电平结构在实际产品中应用最为广泛,但对于三电平以上更多电平数、更高电压等级的二极管

钳位型结构而言,由于存在控制策略复杂和直流母线电压平衡困难等问题而鲜有应用。二极管钳位型逆变器中的串联钳位电容能够提供不同电平的输出,其作用可以等效为电压源。当有功率交换时,如果在某一段时间内流入电容的电流和流出电容的电流不相等,则电容电压就会偏离平衡点。虽然通过增加辅助电路可以解决这一问题,但如果硬件增加太多会降低方案的实用性。这时,对逆变器电压平衡的规律及其控制算法的研究就变得很重要^[3]。已有的研究主要集中在两个方面,一是如文献[4-5]所述

的，对电压平衡规律的探讨及电压平衡控制的研究；二是解决电压平衡问题的应用方案研究，如文献[6-7]所述的采用辅助电源或者辅助斩波电路，或者如文献[8]所述的采用背靠背式结构。

为了进一步解决二极管钳位型五电平逆变器的电容电压平衡问题，本文提出了一种新颖实用的内环附加钳位的五电平逆变器结构。具体的思路就是在内环悬浮电容节点上接入一组独立的直流电压源，构成内环附加钳位的结构，并用最优控制算法对悬浮部分的电容电压进行控制。本文首先对该结构的物理模型及电压平衡控制策略进行理论研究，然后对所提出的控制算法在不同负载下进行了仿真研究，最后对该系统进行了实验验证。实验结果表明，该结构在只增加了少量的硬件，并结合相应的控制算法的基础上，可以实现二极管钳位型五电平逆变器在全负载范围内的电容电压平衡。

2 系统的拓扑结构及模型

本文提出的内环附加钳位五电平逆变器，仅在原有单电源结构直流侧的内环增加了一组独立直流电压源，其主电路示意图如图 1 所示。图中电压源 U_{ro} 接在最外侧直流母线上，附加的直流电压源 U_{ri} 跨接在内分支直流母线 u_1 和 u_3 之间，并设定电压源的电压分别为 $U_{ro}=U_{dc}$ ， $U_{ri}=U_{dc}/2$ ，直流母线电容参数均为 C ，逆变侧仍为二极管钳位五电平逆变器。

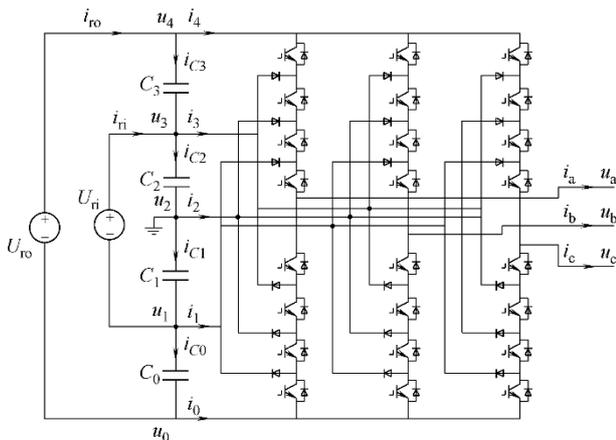


图 1 内环钳位式新型五电平逆变器示意图

Fig.1 Inner loop diode-clamped five level inverter topology

在增加一组电压源后，新方案的开关网络输入输出关系并未改变，但直流母线电容电压约束条件、分支直流母线电流和电容电流的关系与传统的二极

管钳位型五电平结构不再相同，可推导如下。

由 KCL 得到电容电流与逆变侧分支直流母线电流的关系为

$$\begin{cases} i_{C3} - i_{C0} = i_1 + i_2 + i_3 \\ i_{C2} - i_{C1} = i_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中 i_1, i_2, i_3 ——直流分支直流母线电流；

$i_{C0}, i_{C1}, i_{C2}, i_{C3}$ ——电容的电流。

此外，电容电压的关系为

$$\begin{cases} u_{C0} + u_{C3} = \frac{U_{dc}}{2} \\ u_{C1} + u_{C2} = \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

式中， u_{C0} 、 u_{C1} 、 u_{C2} 和 u_{C3} 分别为电容 $C_0 \sim C_3$ 电压变化量；则由式（1）和式（2）得到电容电流与逆变侧分支直流母线电流的瞬时关系方程为

$$\begin{cases} i_{C0} = -\frac{i_1 + i_2 + i_3}{2} \\ i_{C1} = -\frac{i_2}{2} \\ i_{C2} = \frac{i_2}{2} \\ i_{C3} = \frac{i_1 + i_2 + i_3}{2} \end{cases} \quad (3)$$

3 直流母线电压平衡可控性分析

对于内环附加独立电源供电的五电平逆变器，仍以稳态输出时来分析其电压平衡可控性。定义电容电压平衡的条件如下：

$$u_{Ci}(t) - u_{Ci}(t - T_M) = \Delta u_{Ci}(T_M) = 0 \quad (4)$$

式中 Δu_{Ci} ——第 i 级电容的电压增量；

T_M ——基波电压周期；

i ——对应直流侧的四级电容， $i=0,1,2,3$ 。

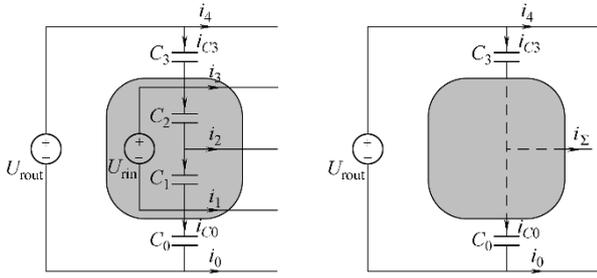
根据电容电压与电流的约束关系，并考虑三相逆变器中其电流满足 1/3 周期对称的特点，则逆变器在稳态输出及电压平衡时，流过各级电容的电流满足

$$\frac{1}{C_i} \int_{T_M} i_{Ci} dt = 0 \quad (5)$$

此外，由式（3），并结合式（5），可以推得另一组电压平衡判定条件

$$\begin{cases} \bar{I}_2 = 0 \\ \int \frac{T_M}{3} (i_1 + i_2 + i_3) dt = 0 \end{cases} \quad (6)$$

式(6)为电容电压达到平衡时分支直流母线电流的约束关系, \bar{I}_2 表示桥臂内分支直流母线电流 i_2 在基波周期内的平均电流值。对于式(6)中第一个条件, 只要桥臂输出的电压波形正负对称, 总可以得到满足。另外, 根据电路理论, 此逆变器三条内分支直流母线与内环直流电压源可以等效为一个广义节点, 如图2a所示。等效后他们与外环电压源构成一个广义的三电平结构, 如图2b所示。



(a) 内环等效为广义节点 (b) 外环广义的三电平结构

图2 内分支直流母线等效广义电压中点

Fig.2 The equivalent neutral voltage of the inner DC-bus

在此广义三电平结构中, 等效中点电流

$$i_{\Sigma} = i_1 +$$

$i_2 + i_3$ 。同样, 根据二极管钳位型三电平逆变器中点

电压可以控制平衡可知, 这一点的电压平衡也是可控的, 即可以满足式(6)中第二个条件。

因此, 这种内环附加钳位的五电平逆变器电压平衡总是可控的。从直流的供电侧看, 这一方案可以近似为由内环的三电平结构和外环广义的三电平结构相嵌组成, 因而其控制特性和三电平逆变器有一定的相似性。在控制上, 此方案演化成对两组具有一定耦合关系的等效三电平逆变器的电压平衡控制。但其不同之处在于, 内环的三电平结构是悬浮配置的, 所以需要相应的控制措施保持与外环电压之间的平衡, 在本质上整个逆变器仍是五电平结构。这一新的拓扑方式简化了控制环节, 而且理论上可以在全负载范围内实现电压平衡控制。

4 系统电压平衡的最优控制实现

采用这种结构后, 尽管逆变器在稳态时电压平衡是可控的, 而且调制波在正负对称时可以达到自然平衡。但是, 在实际的交流传动应用中, 逆变器

输出的电压和频率是随负载的要求动态变化的。另外, 实际逆变器非理想的开关特性、系统输出电压并非完全对称, 这些因素会影响逆变器的电压平衡。这就要求控制算法能够有效地抑制上述因素的影响, 保持电压的动态平衡。

在图1所示的内环附加钳位五电平逆变器中, 根据开关平均控制模型, 其内分支直流母线平均电流与负载电流的关系为

$$\begin{pmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \\ \hat{i}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_a(1) & d_b(1) & d_c(1) \\ d_a(2) & d_b(2) & d_c(2) \\ d_a(3) & d_b(3) & d_c(3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{pmatrix} \quad (7)$$

式中, $d_x(n)$ 表示第 x 相桥臂输出第 n 个电平时的占空比, 采用开关平均模型后, 由式(3)可得, 电容电流与内分支直流母线电流关系为

$$\begin{cases} \hat{i}_{C0} = -\frac{1}{2}(\hat{i}_1 + \hat{i}_2 + \hat{i}_3) \\ \hat{i}_{C1} = -\frac{1}{2}\hat{i}_2 \\ \hat{i}_{C2} = \frac{1}{2}\hat{i}_2 \\ \hat{i}_{C3} = \frac{1}{2}(\hat{i}_1 + \hat{i}_2 + \hat{i}_3) \end{cases} \quad (8)$$

在实际系统中, 逆变器前端两组电压源的功能一般由两组三相二极管整流桥来实现, 在这种情况下, 由于整流桥的直流侧电流不能双向流动, 内环电容电压有可能超过内整流桥输出的峰值电压, 此时内环整流桥就失去了对内环电容的钳位作用, 使内环电压不再为常数。这时, 流入电容的平均电流与逆侧内分支直流母线平均电流的关系不能用式(8)进行计算, 而应该采用单电源供电时的五电平逆变器模型, 重新列写如下:

$$\begin{cases} \hat{i}_{C0} = -\frac{1}{4}(3\hat{i}_1 + 2\hat{i}_2 + \hat{i}_3) \\ \hat{i}_{C1} = \frac{1}{4}(\hat{i}_1 - 2\hat{i}_2 - \hat{i}_3) \\ \hat{i}_{C2} = \frac{1}{4}(\hat{i}_1 + 2\hat{i}_2 - \hat{i}_3) \\ \hat{i}_{C3} = \frac{1}{4}(\hat{i}_1 + 2\hat{i}_2 + 3\hat{i}_3) \end{cases} \quad (9)$$

本文采用最优控制方法, 对逆变器的直流侧电容电压平衡进行控制, 令在第 k 个控制周期的最优目标函数为

$$J(k) = \Delta u_{C0}(k)\hat{i}_{C0}(k) + \Delta u_{C1}(k)\hat{i}_{C1}(k) + \Delta u_{C2}(k)\hat{i}_{C2}(k) + \Delta u_{C3}(k)\hat{i}_{C3}(k) \quad (10)$$

式中, Δu_{Cj} 为第 j 级电容电压与动态平均值的偏差,

$\Delta u_{Cj} = u_{Cj} - U_{dc} / 4$; $\hat{i}_{Cj}(k)$ 为电容电流在采样周期的预测平均值, 且 $j \in \{0, 1, 2, 3\}$ 。

采用最优控制方法后, 在每个控制周期需要由分支母线电流准确地计算出电容电流。但采用整流桥后可能会出现式 (8) 和式 (9) 两种情况, 因此, 若计算模型不准确, 则优化的结果可能会使电容电压平衡控制失败。尤其是在功率因数较低时负载与电容之间的能量交换增加, 或者内环整流桥输出的实际平均电压误差与理论设定值偏差较大时, 上述情况更容易出现。

所以可对检测得到的直流母线电压进行判断估计, 当逆变器运行状态变化时, 实时调整 PWM 控制模型。采用两种模型组合的控制策略, 来实现对电容电压的动态控制。这样, 在第 k 个控制周期开始, 通过反馈得到的各个直流分支母线电压以及输出负载电流, 利用式 (7) ~ 式 (9) 即可计算得到不同组开关序列对应的 $J(k)$, 并确定满足 $\min\{J(k)\}$ 的一组, 最终实现电压平衡控制。

5 内环钳位式五电平系统的仿真

本文对图 1 中的内环附加钳位系统进行了仿真。系统的参数设定为: 外环整流桥的交流输入为三相 380V 正弦电压, 内环整流桥的输入为三相 190V 正弦电压, 这样整流以后内环输出的平均直流电压为外环的一半。逆变器直流母线所串联的各级电容参数同为 $3300\mu\text{F}$, 且输出为三相对称阻感负载。假定初始时刻电容电压已达到平衡状态, 直流母线电压 $U_{dc}=537\text{V}$, 并取 u_0 为零电位参考点。在开关频率 $f_s=4\text{kHz}$ 且逆变器负载三相对称时, 对各钳位电容电压的平衡问题进行了仿真。

首先在传统的单一理想直流电压源供电的情况下, 控制模型仅采用式 (8) 进行了仿真, 并设定仿真参数为: 负载阻抗 $Z=50\Omega$, 输出频率 $f_M=50\text{Hz}$, 输出电压调制比 $M=0.9$ 且功率因数 $\text{PF}=0.1$ 。

图 3 为其分支直流母线电压波形, 图中电位 u_1 和 u_3 在启动后即趋于发散, 到 1.7s 后达到设定极限。此结果说明: 若仅采用类似三电平的电压平衡控制方法, 很难实现对二极管钳位型五电平系统的有效控制, 而且输出功率因数越低, 不平衡问题越严重。

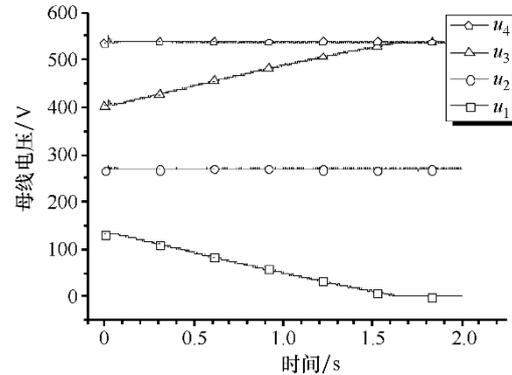


图 3 母线电压发散波形

Fig.3 The waveforms of the DC-bus voltages run away

而当采用本文提出的内环电压钳位辅助结构时, 仍然设定负载阻抗 $Z=50\Omega$, 并分别取 M 及 PF 的不同典型值对电压平衡进行了仿真, 仿真控制模型采用组合模型。

(1) 首先在 $M=0.8$, $\text{PF}=0.9$ 时进行仿真, 结果如图 4 所示。

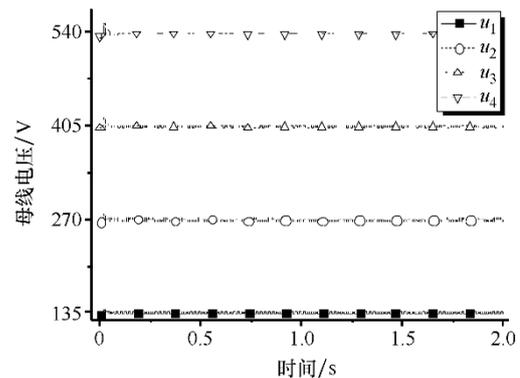


图 4 0~2s 各分支母线电压 ($\text{PF}=0.9$)

Fig.4 The DC-bus voltages in 0~2s ($\text{PF}=0.9$)

图 4 为从启动到 2s 时间内直流分支母线电压的波动情况。结果表明在 0~2s 内, 各条分支直流母线电压稳定在平衡点附近, 表明逆变器带阻感负载时能够保持电压平衡。

图 5 为逆变器输出的线电压 u_{ab} , 在 90 次以下的谐波幅值频谱 FFT 分析中, 计算得到的电压总谐波畸变 $\text{THD}=10\%$, 波形分析表明, 在该负载情况下, 提出的最优控制 PWM 算法能有效控制电压平衡, 同时其输出线电压的性能也未发生明显的畸变, 此时, PWM 控制算法能够满足输出控制的要求。

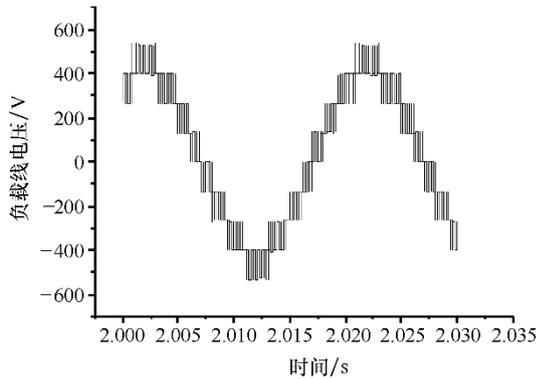


图5 逆变器输出线电压

Fig.5 The line-to-line voltage of the inverter

(2) 在阻感负载阻抗 $Z=25\Omega$, 负载功率因数 $PF=0.01$, 输出调制比 $M=0.99$ 时进行仿真。图6为从启动到2s时间内分支直流母线电压的波动情况, 结果表明各个分支直流母线电压稳定在平衡点附近。

图7为此时线电压 u_{ab} 在一个基波周期的仿真波形, 其 $THD=7.8\%$ 。仿真结果说明, 零功率因数下, 逆变器仍能实现电压平衡的有效控制, 同时, 输出线电压也能达到较好的波形性能。

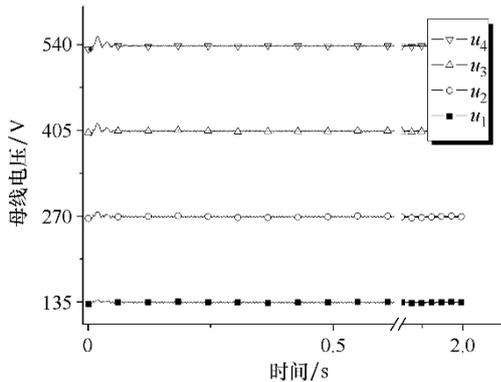


图6 0~2s各分支母线电压 (PF=0.01)

Fig.6 The DC-bus voltages in 0~2s (PF=0.01)

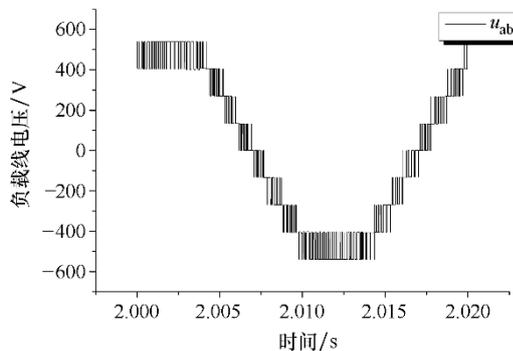


图7 基波周期内逆变器输出线电压

Fig.7 The line-to-line voltage of the inverter in one period

上面的仿真结论都是针对逆变器稳态输出时的情况, 接下来以阻感负载模拟VVVF控制方式对逆变器输出动态电压时的电压平衡控制进行仿真。

设定其他参数不变, 逆变器的阻感负载参数为 $L=0.2H$, $R=80\Omega$, 且设定 $0\sim 50Hz$ 线性上升时间为3s, 之后在电压调制比 $M=1$, 输出频率 $f_M=50Hz$ 下恒压恒频运行。图8为 $0\sim 4s$ 变频运行时的逆变器

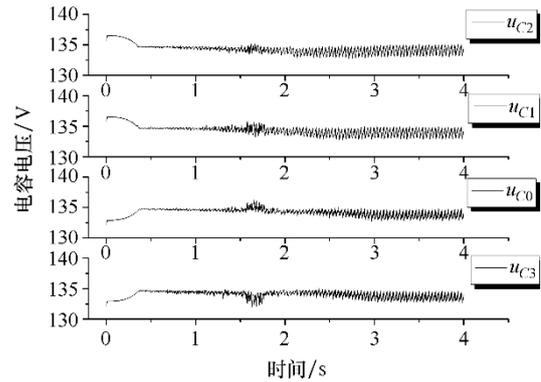


图8 动态过程中电容电压波形

Fig.8 The capacitors' voltage in the dynamic process

各个电容电压的局部放大波形, 其中前3s为线性变频的模拟。在前3s内电压波动幅值始终被控制在5V以内, 电容电压偏差率小于5%。

逆变器动态输出时的结果进一步表明, 在此情况下无论对电容电压的平衡控制, 还是对输出电压波形的控制, 提出的算法都具有很好的适应性。

6 内环钳位式五电平系统的实验验证

为了验证本文提出的方案, 搭建了一套内环附加钳位五电平逆变器实验系统, 主回路主要包括两组整流桥、中间直流电容环节、三相逆变部分以及为整流桥供电的三相变压器, 其电压比为 $2:1$ 。

在稳态输出下, 本文在负载分别为单位功率因数和零功率因数两种典型工况下, 对逆变器进行了实验, 并设定直流母线总电压 $U_{dc}=210V$, 输出频率为 $50Hz$, 逆变器的开关频率为 $4kHz$, 以下进行分别分析。

(1) 功率因数 $PF=0.997$ (此时 $Z=22+j1.6\Omega$)、输出调制比 $M=0.8$ 。

图9为该负载工况下的逆变器分支直流母线电压, 其中以直流侧中点 u_2 为测量电压零参考点。测量通道 CH1、CH2、CH3、CH4 分别代表分支直流母线电压 u_0 、 u_1 、 u_3 和 u_4 的值。在此负载工况下,

波形表明电容电压在控制下保持平衡，且平衡时计算得到电容电压平衡点的稳态值为 52V，其电压偏差率小于 5%。

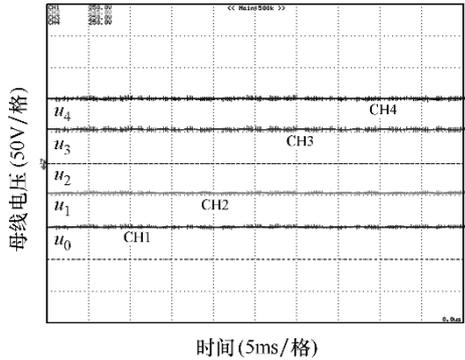


图 9 各分支母线电压实验波形

Fig.9 The experimental results of the DC-bus voltages

图 10 为该工况下逆变器的线电压 u_{ab} 波形，90 次以内线电压 u_{ab} 的谐波幅值进行频谱分析，结果表明除基频外，其他低次谐波成分被有效抑制，线电压的总谐波畸变指数 THD=9.8%。

(2) 功率因数 $PF=0.02$ (此时 $Z=0.4-j19.8\Omega$)、输出调制比 $M=0.99$ 。

图 11 为实验得到的分支直流母线电压、线电压 u_{ab} 、电流 i_c 的波形，逆变器的电容电压处于平衡状态。

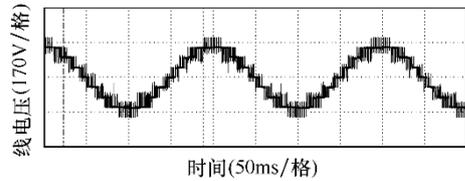


图 10 输出线电压 u_{ab} 波形

Fig.10 The experimental results of the line to line voltage

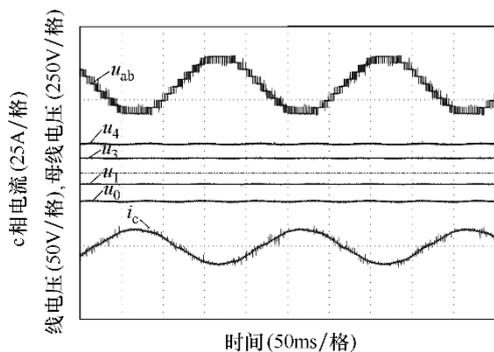


图 11 PF=0.02 时的实验结果

Fig.11 The experimental results when the PF=0.02

上述实验结果表明，在单位功率因数和零功率因数两种典型的情况下，与仿真结论一致。说明采

用本文的 PWM 算法以及电压平衡的最优控制方法，对所提出的新五电平逆变器控制的有效性，同时，这种结构在单位功率因数满调制输出时，逆变器仍可以保证稳定工作，且可满足负载的性能指标要求。

为了进一步验证所提五电平逆变器方案的有效性，本文在五电平实验系统中以 2.2kW/380V 异步电动机为负载，进行了动态调速实验。

直流母线电压为 410V 且电机轻载时，图 12 为电机从 0~50Hz 加速过程中 50ms 区间内的直流侧

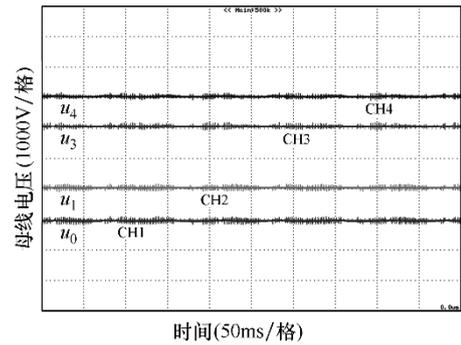


图 12 各分支直流母线电压波形

Fig.12 The waveforms of the DC-bus voltages with the motor load

各个分支直流母线电压波形，其中，电压参考点为中点 u_2 ，波形表明各个母线电压能够保持平衡，且电容电压偏差率小于 8%。

图 13 为电机加速达稳态时的输出线电压 u_{ab} 和电流 i_a 波形，此时输出电压频率为 50Hz，调制比 $M=0.99$ 。对实验数据进行 FFT 分析得到的 90 次以内的频谱，线电压谐波总畸变 THD=7.8%。

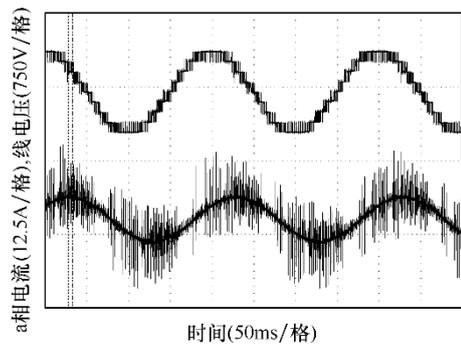


图 13 线电压 u_{ab} 和电流 i_a

Fig.13 The line to line voltage and the current

此实验表明，带交流电动机负载动态输出时，提出的五电平逆变器方案仍可以有效地实现电压平衡控制，而且采用文中的控制算法也可以有效地控

制输出电压的波形。

7 结论

本文提出了一种新颖的内环附加钳位的五电平逆变器方案。该方案在原有二极管钳位型五电平逆变器结构的基础上,仅增加一组内环整流桥,构成了一种内环附加钳位的逆变器结构,其内环悬浮部分的电压通过最优控制算法可以动态控制。该结构的钳位电容电压平衡完全可控,且在降低控制难度的同时,硬件增加较少,并可以向更多的电平推广。本文在分析拓扑模型的基础上,对提出的内环附加钳位方案进行了仿真,仿真结果证明,该方案可以实现二极管钳位型五电平的钳位电容电压在全负载范围内可控。最后,本文在内环附加钳位五电平逆变器的实验系统上,对不同工况下的阻感负载进行了实验验证,实验结果验证了所提方案的可行性和有效性。

参考文献

- [1] Peng F Z. A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 2: 611-618.
- [2] 王琛琛, 李永东. 多电平变换器拓扑研究及其新进展[C]. 中国高校电力电子与电气传动学术年会, 2008.
- [3] Fracchia M, Ghiara T, Marchesoni M, et al. Optimized modulation techniques for the generalized N -level converter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1992, 2: 1205-1213.
- [4] Sinha G, Lipo T A. A four-level inverter based drive with a passive front end [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(2): 285-294.
- [5] Pou J, Pindado R, Boroyevich D. Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 190-196.
- [6] Newton C, Sumner M, Alexander T. The investigation and development of a multi-level voltage source inverter[C]. Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996: 317-321.
- [7] Zhang Haoran. A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through enhancement, and common-mode voltage elimination[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 739-745.
- [8] Peng F Z, Pan Zhiguo, Corzine K, et al. Voltage balancing control of diode-clamped multilevel rectifier/ inverter systems [C]. 38th IAS Annual Meeting, 2003: 182-189.

作者简介:李永东 男,1962年生,教授,博士生导师,研究方向为电机控制和高压大容量的电平结构。饶建业 男,1982年生,博士研究生,研究方向为高压大容量的电平结构与应用。