

NPC 三电平变换器调制及中点电压平衡控制研究

电气工程及自动化学院：万梓燊 指导教师：张学广，徐殿国

摘要： 本论文介绍的是三电平变换器调制及中点电压平衡控制策略。首先搭建了三电平变换器在电压电流双闭环控制下的载波层叠和空间矢量脉宽调制模型，然后探究了注入零序分量法和最近三矢量法中点平衡控制策略，并针对其不足进行改进提出基于中点电流预测的电压平衡算法，之后搭建实验平台进行验证。仿真和实验结果表明该算法具有中点电压平衡和抑制纹波的效果。

关键词： 三电平变换器；中点电压平衡；空间矢量脉宽调制；零序分量；电流预测

Modulation and Neutral Voltage Balance Control Strategy for NPC Three Level Converter

Zishen Wan

Advisor: Prof. Xueguang Zhang, Prof. Dianguo Xu (Department of Electrical Engineering)

Abstract: This paper describes the three-level converter modulation and midpoint voltage balance control strategy. Firstly, the carrier stacking and space vector pulse width modulation model of the three-level converter under double-loop voltage and current control are built. Then the zero-sequence component injection method and the most recent three-vector neutral-point balance control strategy are explored, and their shortages are investigated. The improvement proposes a voltage balance algorithm based on midpoint current prediction, and then builds an experimental platform for verification. Simulation and experimental results show that the algorithm has the effect of midpoint voltage balance and suppression of ripple.

Key words: Three-level converter; midpoint voltage balance; SVPWM; zero-sequence component; current prediction

1 引言

随着现代电力电子技术的快速发展，以及能源和环境问题加重，多电平变换器正逐渐成为大容量电力电子系统的发展方向。三电平变换器是一种典型的多电平变换器，与传统的两电平相比主要有两大优点。一是波形质量较优，随着输出电平数量的增加和输出波形阶数的增加，它变得更接近目标调制波，且开关频率可以降低。二是输出电压 dv/dt 较小，可以减少对变换器自身和负载的损害。但三电平变换器也存在一个主要缺点，即中点电压平衡问题，主要体现在中点电位漂移和中点电位波动。这会导致输出电流低次谐波含量增加，造成输出波形畸变，甚至会使系统无法正常工作，因此研究三电平的调制策略及中点电压控制方案具有重要意义。

2 三电平变换器调制及闭环模型搭建

2.1 调制策略及模型搭建

三电平变换器的种类有很多，其中二极管钳位型三电平变换器结构简单，且能够实现能量的双向流动，本文主要研究二极管钳位型三电平变换器，其拓扑结构如图 2-1 所示。控制功率开关管的通断，能够获得不同的输出电平。

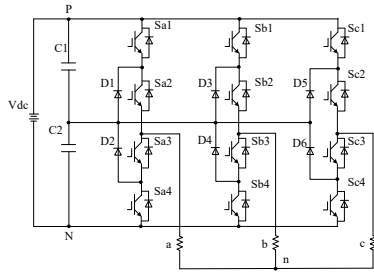


图 2-1 二极管钳位型三电平变换器拓扑结构图

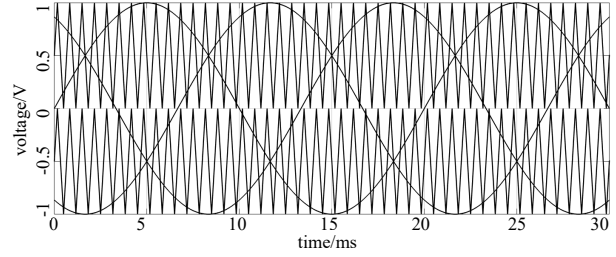


图 2-2 三电平载波层叠 PWM 调制

对于三电平变换器 PWM 调制方式，本文主要研究了载波层叠脉宽调制和空间矢量脉宽调制两种方法。三电平载波层叠脉宽调制是采用两个频率和幅值相同的三角载波，分成两层上下，采样时刻通过比较各个三角载波与调制波来输出不同的电平，如图 2-2 所示。输出电压表达式为：

$$U_{AO}(\omega_c t, \omega_s t) = \frac{1}{4} ME \sin \omega_s t \pm \frac{2E}{m\pi^2} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2l-1} (mM\pi) \cos mF\omega_s t + \frac{E}{2m\pi} \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3, \dots}^{\pm \infty} J_n(mn\pi) \sin[(mF+n)\omega_s t] \quad (2-1)$$

三电平变换器空间矢量调制方法将三相电压作为一个整体进行控制，用一个空间矢量表示三相电压，然后用变换器产生的基本电压矢量合成该空间矢量。NPC 型三电平变换器每相桥臂可输出 P、O 和 N 三种电平，三相共可以输出 27 种不同的电平组合，19 个基本电压矢量，构成一个平面正六边形，如图 2-3 所示。根据矢量模长可以分为大矢量、中矢量、正负小矢量和零矢量。

三电平空间矢量调制算法包括参考矢量采样、区域判断、基本作用时间计算、时间状态分配等步骤，算法流程图如图 2-4 所示。

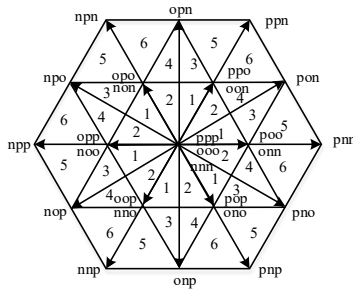


图 2-3 三电平空间矢量分布

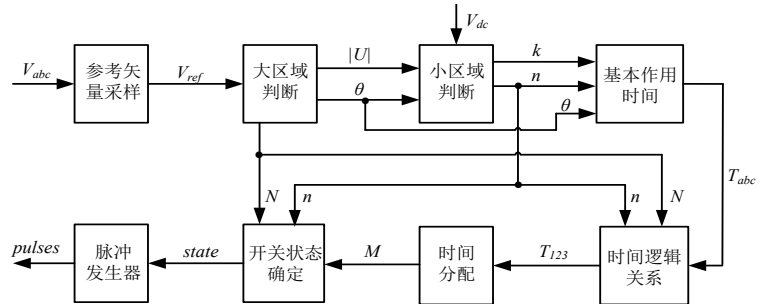


图 2-4 三电平空间矢量调制算法整体示意图

2.2 调制策略及模型搭建双闭环控制器设计

三电平变换器结构图如图 2-5 所示。分别建立三电平变换器在三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型。

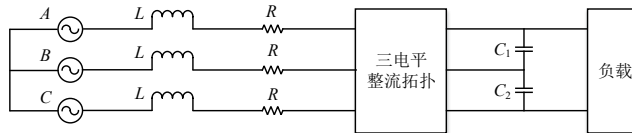


图 2-5 三电平整流器简化结构框图

在三相静止坐标系下，三电平变换器数学模型可表示为

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2-2)$$

其中 $X = [i_a \ i_b \ i_c \ U_{c1} \ U_{c2}]^T$ ， $U = [e_a \ e_b \ e_c \ i_{Load} \ i_{Load}]^T$ ，

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L}(S_{a1} - \frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3}) & -\frac{1}{L}(S_{a2} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3}) \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L}(S_{b1} - \frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3}) & -\frac{1}{L}(S_{b2} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3}) \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}(S_{c1} - \frac{S_{a1} + S_{b1} + S_{c1}}{3}) & -\frac{1}{L}(S_{c2} - \frac{S_{a2} + S_{b2} + S_{c2}}{3}) \\ \frac{S_{a1}}{C} & \frac{S_{b1}}{C} & \frac{S_{c1}}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{S_{a2}}{C} & -\frac{S_{b2}}{C} & -\frac{S_{c2}}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

其中 R 为等效电阻, L 为交流侧电感, i_a 、 i_b 和 i_c 为网侧电流, e_a 、 e_b 和 e_c 为电网电势。

在 dq 同步旋转坐标系下, 三电平变换器数学模型可表示为

$$\frac{2}{3} \frac{U_{dc}^*}{e_d} C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_d - \frac{2P_L}{3} / e_d \quad (2-3)$$

其中 $P_L = 3(e_d i_d + e_q i_q) / 2 = U_{dc} i_{dc}$ 。

对于三电平变换器矢量控制策略, 本文采用电压电流双闭环的电网电压定向控制。电压外环主要作用是控制直流母线电压, 电流内环主要作用是将电压外环输出的有功电流作为给定值对电流进行控制, 通过控制无功电流实现对功率因数的控制, 通过控制有功电流实现对能量流动方向的控制。图 2-6 是电压电流双闭环控制系统框图。其中电流内环采用前馈解耦方式进行设计, 电压外环采用功率平衡方式进行设计。锁相环控制回路如图 2-7 所示。

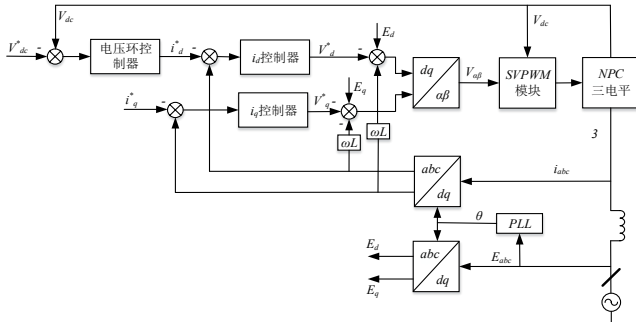


图 2-6 整流器电压电流双闭环在 dq 坐标系下的控制系统框图

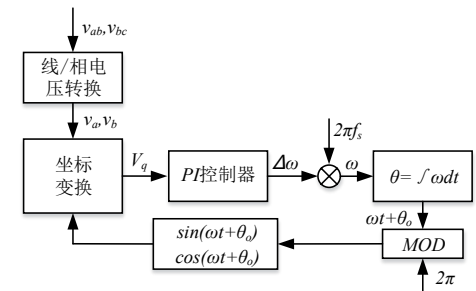


图 2-7 锁相环控制系统框图

3 三电平变换器中点平衡控制算法

3.1 基于载波层叠脉宽调制的中点电压平衡控制算法

中点电位平衡问题的产生原因是三电平变换器直流侧两电容因充放电导致的中点上电位的波动。该问题的产生因素是多方面的, 传统的三电平载波层叠和空间矢量脉宽调制都会在直流侧产生基波频率 3 倍的中线电流, 造成中点电位的波动。另外扰动输入的存在以及开关器件和直流母线电容特性的不一致, 都会导致中点电位产生不平衡。

三电平变换器直流侧中点电流值为

$$i_{NP} = -[\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c] - V_0[\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c] \quad (3-1)$$

这个中线电流流经直流侧电容, 是造成电容电压波动的根本原因, 所以三电平变换器直流侧中点电位波动控制的本质就是控制平均中线电流 i_{NP} 为 0, 使每个周期内直流电压变化为 0。对于载波层叠脉宽调制, 控制的自由度就是零序电压 V_0 。可得所需注入的零序电压为

$$V_0 = \frac{-i_{NP} - [\text{sgn}(V_{ra})V_{ra1}i_a + \text{sgn}(V_{rb})V_{rb1}i_b + \text{sgn}(V_{rc})V_{rc1}i_c]}{\text{sgn}(V_{ra})i_a + \text{sgn}(V_{rb})i_b + \text{sgn}(V_{rc})i_c} \quad (3-2)$$

图 3-1 为三电平变换器基于载波层叠脉宽调制的中点平衡控制算法框图。该算法根据变换器输出的电流、参考电压以及电容电压差，计算出零序分量 V_0 ，并注入到初始参考电压 V_{ra1} 、 V_{rb1} 、 V_{rc1} 中

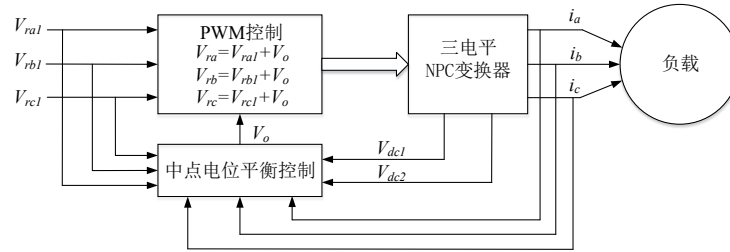


图 3-1 NPC 变换器中点平衡控制框图

3.2 最近三矢量法中点电压平衡控制算法

在三电平空间矢量脉宽调制中开关序列选择的原则是使开关状态变化次数尽量少，即相邻两个开关状态只有一相发生变化，且只在 O 和 N 或者 P 和 O 之间变化。小矢量 V_{S1} 对应两个开关状态 ONN 和 POO，二者产生的输出电压相同，因此调节两个开关状态的作用时间，不会对输出电压产生影响。令正小矢量 $V_{S1(ONN)}$ 作用时间的占空比为 $k_{p1}d_{S1}$ ，负小矢量 $V_{S1(POO)}$ 作用时间的占空比为 $(1-k_{p1})d_{S1}$ ，其中 $k_{p1} \in [0,1]$ 是小矢量 V_{S1} 的占空比调节系数。同理， $k_{p2} \in [0,1]$ 是小矢量 V_{S2} 的占空比调节系数。

当加入最近三矢量法中点平衡控制后，根据平衡控制的要求来确定 k_{p1} 和 k_{p2} 的值。

当 V_{ref} 位于第 I 大区时，中线电流表达式为

$$i_{NP} = (2k_{p1} - 1)d_{S1}i_a + d_M i_b + (2k_{p2} - 1)d_{S2}i_c \quad (3-3)$$

当 V_{ref} 位于第 I 大区第 5 小区时，不使用小矢量 V_{S2} ，只使用小矢量 V_{S1} 。式(4-15)化简为

$$i_{NP} = (2k_{p1} - 1)d_{S1}i_a + d_M i_b \quad (3-4)$$

将 $i_{NP} = 0$ 代入式(5-2)，得到下式

$$k'_{p1} = \frac{d_{S1}i_a - d_M i_b}{2d_{S1}i_a} \quad (3-5)$$

式中 k'_{p1} 是控制中点电压平衡所需的值。

当参考矢量 V_{ref} 位于第 6 个小三角形时，同理得到

$$k'_{p2} = \frac{d_{S2}i_c - d_M i_b}{2d_{S2}i_c} \quad (3-6)$$

由图 3-2 可以看出，加入 NTV 中点电压平衡控制后，参与中点平衡控制的正负冗余小矢量的作用时间发生变化，但是开关序列保持不变。

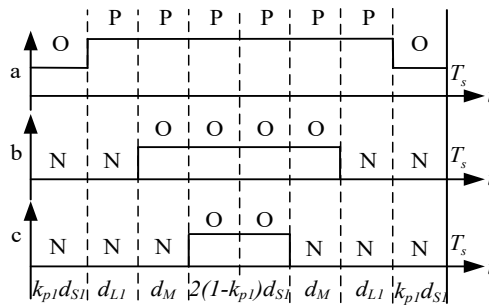


图 3-2 NTV 方法加入平衡控制后的矢量作用序列

3.3 基于中点电流预测的中点电压平衡控制算法

最近三矢量中点平衡方法在小调制比下纹波作用效果不好，本文认为主要有以下两个原因：(1)

当参考矢量位于 1 小区时, 小矢量 V_{S1} 的占空比调节系数使用的是 5 小区的计算结果, 并没有考虑 V_{S2} 对中性点电流的平衡作用。2 小区同样存在这个问题。(2) 考虑到直流电容电压并不是完全相同, 需考虑不同周期内充放电现象导致的电压差, 直接令中性点电流为 0 可能无法达到最佳控制效果。为了让中性点平衡算法在小调制比下对于纹波抑制的效果更好, 本文对最近三矢量中性点平衡控制算法进行改进, 令下一周期的中性点电流能够消除当前的电容电压差。

为了得到 $(k+1)$ 周期的交流电流值, 本文采用一阶泰勒级数, 通过第 $(k-1)$ 周期和第 k 周期的电流得到 $(k+1)$ 周期内的电流值。

$$i_{a,b,c}(k+1) \approx i_{a,b,c}(k) + \frac{i_{a,b,c}(k) - i_{a,b,c}(k-1)}{T_m} T_m = 2i_{a,b,c}(k) - i_{a,b,c}(k-1) \quad (3-7)$$

根据不同小区矢量作用顺序及不同矢量产生电流的不同, 分小区讨论, 可得到 I 大区 6 个小区的占空比调节系数, 如表 3-1 所示。

表 3-1 I 大区 6 个小区的占空比调节系数

区域	占空比调节系数
I 大区 1 小区	$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} [1 + \frac{d_{S2}(k+1)i_c(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S1}(k+1)i_a(k+1)}]$
I 大区 2 小区	$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} [1 + \frac{d_{S1}(k+1)i_a(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S2}(k+1)i_c(k+1)}]$
I 大区 3 小区	$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} [1 - \frac{d_M(k+1)i_b(k+1) - d_{S2}(k+1)i_c(k+1) - \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S1}(k+1)i_a(k+1)}]$
I 大区 4 小区	$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} [1 + \frac{d_{S1}(k+1)i_a(k+1) - d_M(k+1)i_b(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S2}(k+1)i_c(k+1)}]$
I 大区 5 小区	$k_{p1}(k+1) = \frac{1}{2} [1 - \frac{d_M(k+1)i_b(k+1) - \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S1}(k+1)i_a(k+1)}]$
I 大区 6 小区	$k_{p2}(k+1) = \frac{1}{2} [1 + \frac{-d_M(k+1)i_b(k+1) + \bar{i}_{NP}(k+1)}{d_{S2}(k+1)i_c(k+1)}]$

4 实验验证

通过前面对三电平工作原理的分析和建立的数学模型, 本文对三电平变换器的控制策略进行了深入的分析与研究, 设计并搭建了 NPC 型三电平变换器实验平台。实验平台控制核心部分选用 TMS320F28377D 芯片, 控制系统框图如图 4-1 所示。

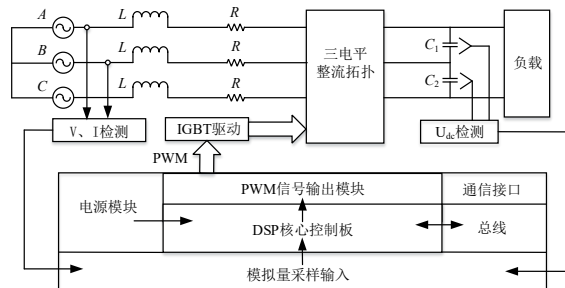


图 4-1 以 DSP 为控制核心的控制系统框图

控制系统中软件设计是十分重要的一部分。采用模块化设计的思想, 本文分别设计了初始化模块、模拟量检测模块、滤波模块、PID 参数优化模块、过流保护模块、SVPWM 矢量作用时间计算模块等, 在主程序和中断程序中直接调用相关模块即可。

当调制比为 0.9 时, 三电平输出的三相线电压与滤波后波形如图 4-2 所示。录波的锁相环输出、

区域判断、调制比波形如图 4-3 所示。可见输出线电压为阶梯波，滤波后为正弦波，录波结果证实调制比为 0.9，参考矢量主要在 5、6 小区。

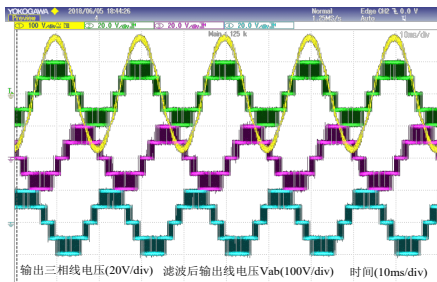


图 4-2 $m=0.9$ 时三电平三相线电压输出波形

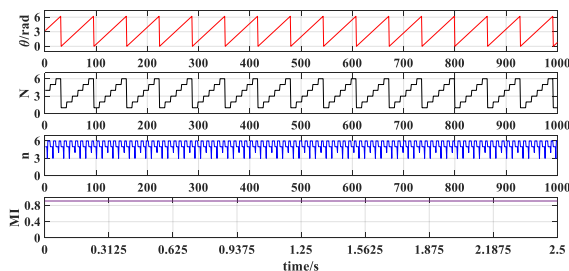


图 4-3 $m=0.9$ 时录波波形

当加入电流闭环时，给 I_{d_ref} 一个从 0.6A 到 2.4A 的阶跃，输出线电压与电流波形如图 4-4 所示。录波区域判断、调制比与 I_d 、 I_q 波形如图 4-5 所示。可见给阶跃后，输出电压电流增大，阶梯波上下两部分变宽。电流阶跃动态调节过程约为 4ms，且 I_d 、 I_q 实现了解耦，证实了电流环设计的正确性。

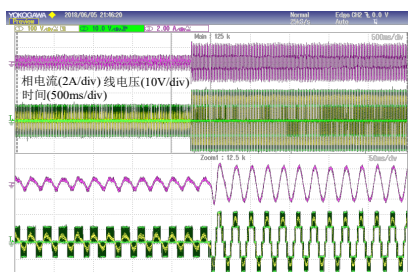


图 4-4 电流环阶跃实验波形

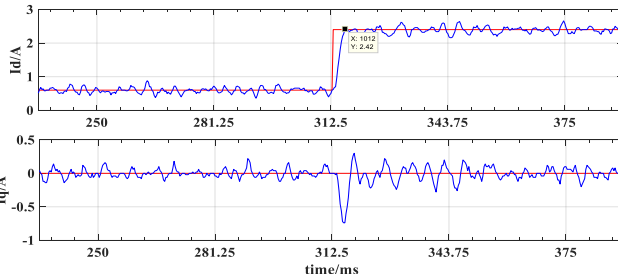


图 4-5 电流环阶跃实验录波波形

给定两电容电压初始值分别为 6V 和 31V，分别不加和加入中点平衡控制算法的情况进行实验。当调制比为 0.6 时，输出线电压、直流侧中点电流、两电容电压波形以及平衡前和平衡后的线电压和相电流如图 4-6 所示。可见不加平衡算法时平衡需 6s，加入电压平衡算法后 3s 达到平衡。且平衡后电压电流波形明显改善。

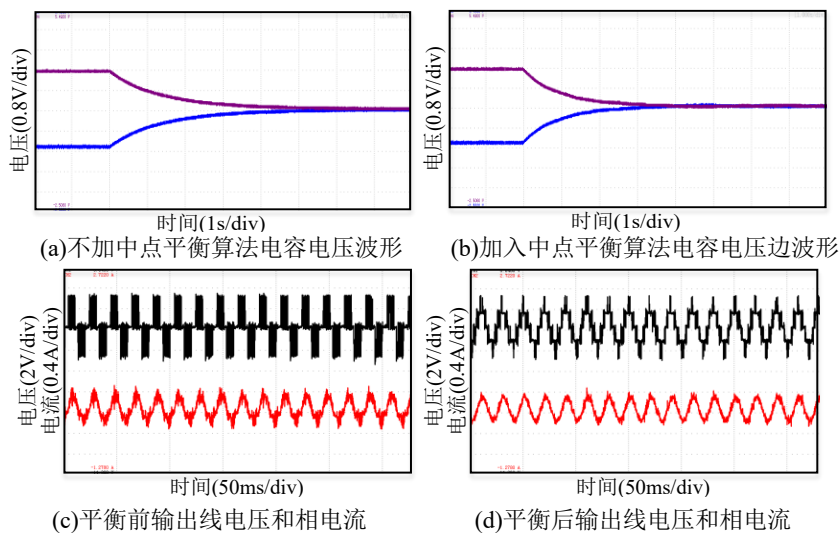


图 4-6 直流侧两电容电压波形输出线电压和相电流波形

结 论

本文以二极管钳位型三电平变换器为研究对象，从理论分析、仿真研究及实验验证等方面对三电平变换器进行了研究，并根据仿真和实验结果的分析对三电平变换器存在的一些问题进行了深入

的研究和探讨。

本文主要研究成果包括以下几方面：给出了三电平变换器载波层叠脉宽调制和空间矢量脉宽调制模型的详细搭建步骤。建立了三电平变换器在三相静止坐标系和 dq 同步旋转坐标系下的数学模型，并设计了电压电流双闭环控制器。研究了基于载波层叠脉宽调制的中点平衡控制策略，和最近三矢量法中点电压平衡控制策略，并改进提出了基于中点电流预测的电压平衡策略，实现了电压平衡和抑制纹波的作用。最后成功搭建了三电平系统实验平台，通过实验验证了脉宽调制模型搭建正确，闭环控制器设计合理，中点平衡控制算法实现了三电平变换器直流侧的中点均压和纹波抑制功效。

参考文献

- 1 Malinowski M, Gopakumar K, Rodriguez J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, , 2010, 57(7): 2197-2206
- 2 李宁, 王跃等. NPC 三电平变换器中点电压控制方法综述[J]. 电力电子技术, 2011, 45(10): 78-80.
- 3 许春雨, 刘梅. 三电平变换器中点电位平衡控制的研究[J]. 电气传动, 2013 43(2): 40-43.