DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.79 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

基于改进 DPWM 的三电平逆变器多目标优化算法

柴 锦[1]，王伟胜[2]，卢家璇[3]，刘 通[4](中国电源学会会员)，
陈阿莲[3](中国电源学会高级会员)
(1.山东大学工程训练中心，济南 250061；2.山东奥太电气有限公司，济南 250104；3.山东大学控制科学与工程学院，济南 250061；4.山东大学电气工程学院，济南 250061)

摘要：三电平逆变器在中高压场合受到了广泛关注，但是传统的连续脉宽调制 CPWM(continuous pulse width modulation)方法具有开关损耗大、共模电压 CMV(common-mode voltage)波动大、中点电位不平衡等缺点。为解决上述问题，在分析共模电压产生机理的基础上，推导出基于离散脉宽调制 DPWM(discrete pulse width modulation)的共模电压抑制条件，提出 1 种改进的 DPWM 调制策略，其可在 DPWM0~DPWM3 调制下降低开关损耗的同时实现共模电压抑制。此外，在所提 DPWM 调制策略的基础上，探究了中点电位控制方法，最终实现了三电平逆变器的多目标优化控制。仿真和实验验证了所提 DPWM 控制策略的有效性。

关键词：三电平逆变器；共模电压；离散脉宽调制；中点电位平衡

Multi-objective Optimization Algorithm for Three-level Inverter Based on Modified DPWM Modulation Method

CHAI Jin[1], WANG Weisheng[2], LU Jiaxuan[3], LIU Tong[4], *Member*, *CPSS*,
CHEN Alian[3], *Senior Member*, *CPSS*
(1. Engineering Training Center, Shandong University, Ji'nan 250061, China; 2. Shandong Aotai Electric Co., Ltd., Ji'nan 250104, China; 3. School of Control Science and Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China; 4. School of Electrical Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China)

Abstract: Three-level inverters have attracted widespread attention in medium- and high-voltage applications. However, traditional continuous pulse width modulation (CPWM) methods suffer from drawbacks such as high switching losses, significant common-mode voltage (CMV) fluctuations and neutral-point voltage imbalance. To solve these problems, based on the analysis of the generation mechanism for CMV, the suppression conditions for CMV are derived based on discrete pulse width modulation (DPWM), and a modified DPWM modulation strategy is proposed, which can reduce switching losses under DPWM0~DPWM3 modulations while suppressing CMV. In addition, based on the proposed DPWM modulation strategy, the control method for neutral-point voltage is explored, and the multi-objective optimal control of the three-level inverter is realized ultimately. Simulation and experimental results verified the validity of the proposed DPWM control strategy.

Keywords: Three-level inverter; common-mode voltage (CMV); discrete pulse width modulation (DPWM); neutral-point voltage balance

收稿日期：2024-03-26；**修回日期**：2024-04-26；**录用日期**：2024-05-06；**网络首发日期**：2024-05-23
基金项目：国家自然科学基金资助项目(U2006222)；教育部产学合作协同育人项目(220605332142344，220501464052410)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the Grant U2006222; Ministry of Education Industry-Academic Cooperation Collaborative Education Project under the grants 220605332142344 and 220501464052410

在“双碳”目标下，我国清洁能源发展迅速。微电网是分布式新能源发电就地高效消纳的重要途径，也是对大电网的有力补充和支撑，是促进新能源产业发展的重要途径和关键技术。二极管钳位

型 NPC(neutral-point-clamped)三电平变换器因其开关应力小、转换效率高和易于扩展增容的特点，成为微电网核心接口装备，其控制性能直接影响微电网系统的运行效率、安全性和可靠性，研究意义重大。

NPC 三电平逆变器控制中使用的各种脉宽调制算法，如空间矢量脉宽调制 SVPWM(space-vector pulse width modulation)和载波脉宽调制 CBPWM (carrier-based pulse width modulation)等，不可避免地会在输出波形中引入共模电压。而由共模电压引起的共模电流、电磁干扰等问题，直接影响输出波形质量，甚至会对系统可靠运行产生较大干扰[1-2]。因此，国内外学者对于抑制共模电压提出了诸多行之有效的方法[1,3-5]。但这些方法均在连续脉宽调制 CPWM(continuous pulse width modulation)方法基础上实现，没有考虑降低开关损耗的问题。离散脉宽调制 DPWM(discrete pulse width modulation)方法通过调制波中注入零序电压分量，使得在任意时刻均有一相电压钳位于某一电平，从而将 1 个基波周期内的平均开关频率降低了 2/3[6-7]，为解决高压大功率应用场合下逆变器开关损耗大的问题提供了解决思路。根据调制波钳位扇区的不同，DPWM 调制方法可以分为 DPWMMIN、DPWMMAX、DPWM0~DPWM3[8]等多种调制方法，其中文献[9]对 DPWM1 调制方法进行改进，从而实现共模电压抑制；文献[10]在上述 DPWM 调制方法的基础上，总结不同的调制方法下各个扇区的钳位模式，从而选取合适的调制方式实现共模电压抑制和中点平衡控制；文献[11]分析了不同钳位模式下的共模电压抑制方法，方法简单可行，但不适用于不同类型 DPWM 方法；文献[12]给出了第一扇区内抑制共模电压的开关序列，但所提方法适用范围局限性较大，未考虑中点不平衡等因素的影响；文献[13]在 DPWM1 调制算法基础上提出 1 种 DPWM*n* 调制方法，可以在减小直流母线电压波动同时抑制共模电压。然而上述方法均是针对某一特定情形的 DPWM 进行共模电压抑制，对于不同的 DPWM 调制方法不具有普适性。

此外，中点电位平衡控制是三电平逆变器的另一个研究重点与热点。目前常用的中点平衡控制方法包括硬件方法和软件方法 2 种。硬件控制方法的优点是控制简单，中点平衡效果好；缺点是额外增加了硬件成本，不利于工程化应用[14-15]。软件方法包括改变冗余小矢量作用时间的 SVPWM 调节方法，零序电压分量注入的 SPWM 调节方法[16]及虚拟矢量 PWM 调节方法[17-18]等，均可以实现中点电位平衡控制，且有效节约了硬件成本；但上述方法在高压大功率应用中，存在开关损耗高、器件发热量大的问题，对散热设计提出了更高要求。

本文分析了三电平逆变器共模电压产生机理，对于 DPWM0~DPWM3 共 4 种调节方式的共模电压进行分析，并在此基础上提出了 1 种适用于 DPWM 的通用型共模电压抑制方法，减小了器件的开关损耗，同时实现了逆变器中点平衡控制。最后通过仿真和实验验证了所提的多目标优化算法的有效性。

1 NPC 三电平逆变器共模电压产生机理

NPC 三电平逆变器拓扑结构如图 1 所示。图中：U_{dc} 为直流母线电压，C_1、C_2 为母线电容；O 为直流母线中点；N 为负载中性点；D_i 为钳位二极管，其中 i=1,2,3,4,5,6；i_a、i_b、i_c 为三相输出电流；

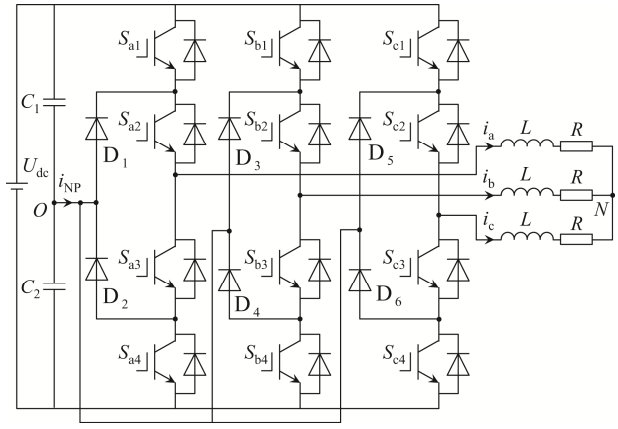


图 1 NPC 三电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of NPC three-level inverter

i_{NP} 为中线电流，箭头方向表示电流正方向；R、L 分别为负载电阻和电感；S_{xj} 为开关器件的驱动信号，其中 x=a,b,c，j=1,2,3,4。当 S_{xj}=1 时，表示驱动信号为高电平，对应的开关器件导通；当 S_{xj}=0 时，表示驱动信号为低电平，对应的开关器件关闭。每相输出电压 u_{aO}、u_{bO}、u_{cO} 有±U_{dc}/2 和 0 共 3 种情况，见表 1。

表 1　NPC 三电平逆变器输出状态

Tab. 1 Output states of NPC three-level inverter

S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	输出电平	状态
1	1	0	0	U_{dc}/2	P
0	1	1	0	0	O
0	0	1	1	−U_{dc}/2	N

根据基尔霍夫电压定律，可得三相电压平衡方程为

$$u_{xN}=u_{xO}+u_{ON}=Ri_x+L\frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中：u_{xN} 为相电压，x=a,b,c；u_{ON} 为共模电压。由于相电压和相电流之和为 0，共模电压表达式为

$$u_{ON}=\frac{-(u_{aO}+u_{bO}+u_{cO})}{3} \tag{2}$$

根据共模电压幅值和矢量类型的不同，将矢量类型划分成 6 类，见表 2。其中 Zero_2 输出的共模电压为 U_{dc}/2；Small_2 输出的共模电压为 U_{dc}/3。在矢量合成过程中，为避免上述 2 类矢量的出现，利用 Zero_1、Small_1、Medium 和 Large 这 4 类矢量进行参考电压合成，可以将共模电压抑制在 U_{dc}/6 范围内。

表 2　不同基本矢量状态下的共模电压绝对值

Tab. 2 Absolute values of common-mode voltage in different basic vector states

分类	输出状态(基本矢量)						$\lvert u_{ON}\rvert$
Zero_1			V_{OOO}				0
Zero_2			V_{PPP}	V_{NNN}			U_{dc}/2
Small_1	V_{POO}	V_{OON}	V_{OPO}	V_{NOO}	V_{OOP}	V_{ONO}	U_{dc}/6
Small_2	V_{ONN}	V_{PPO}	V_{NON}	V_{OPP}	V_{NNO}	V_{POP}	U_{dc}/3
Medium	V_{PON}	V_{OPN}	V_{NPO}	V_{NOP}	V_{ONP}	V_{PNO}	0
Large	V_{PNN}	V_{PPN}	V_{NPN}	V_{NPP}	V_{NNP}	V_{PNP}	U_{dc}/6

2　改进的 DPWM 调制策略

2.1　DPWM 调制方法

通过向调制波中注入不同的零序电压分量，可以得到不同的 PWM 调制方法。零序电压分量 u_z 和注入零序电压分量后的调制波 $u_{x,z}$ 可分别表示为

$$u_z=-ku_{max}-(1-k)u_{min}+(2k-1) \tag{3}$$

$$u_{x,z}=u_x+u_z \tag{4}$$

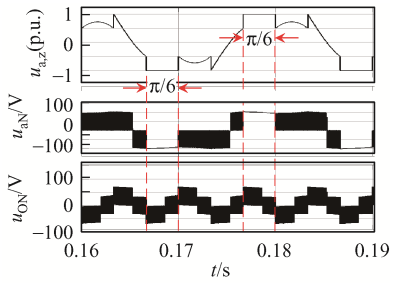
式中：$k\in[0,1]$；u_{max}、u_{min} 分别为三相调制波最大值、最小值；u_x 为注入零序电压分量前的调制波，x=a,b,c。当 k=0 或 k=1 时，调制波的某一相被钳位到 1 或者 0，从而导致该相 PWM 输出为 0 或者 1。表 3 给出了 DPWM 调制方法中应用最广泛的 DPWM0~DPWM3 在矢量图第一扇区内 k=1 的区域，其余扇区在此基础上经过相位平移可以得到。

表 3　第一扇区内 k=1 的区域

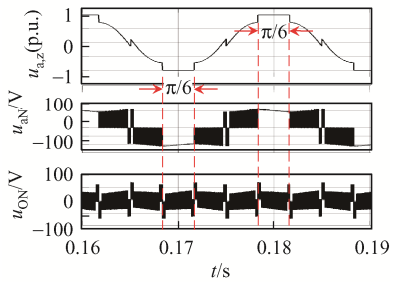
Tab. 3 Areas with k=1 in first sector

调制方法	范围
DPWM0	无有效范围
DPWM1	0~π/6
DPWM2	0~π/3
DPWM3	π/6~π/3

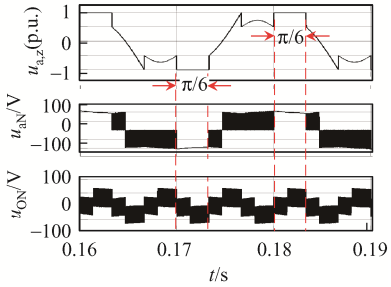
图 2 为 4 种调制方法的调制波、相电压和共模电压波形。可以看出，4 种 DPWM 调制方法在 1



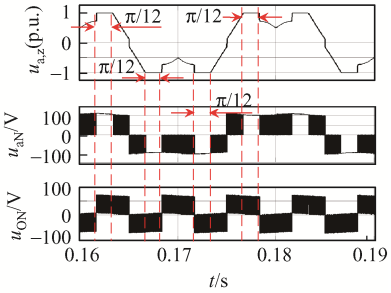
(a) DPWM0



(b) DPWM1



(c) DPWM2



(d) DPWM3

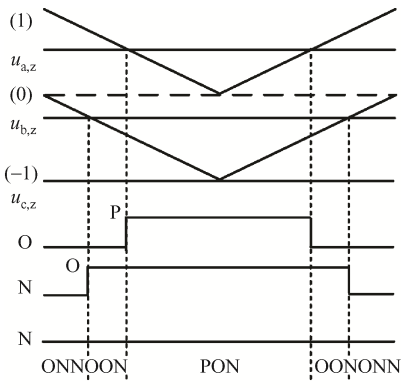
图 2 DPWM0~DPWM3 调制波与共模电压波形

Fig. 2 Modulation waves and common-mode voltage waveforms based on DPWM0~DPWM3

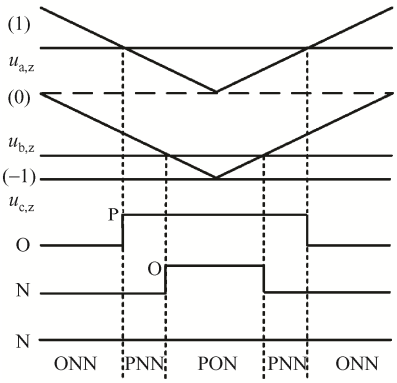
个调制周期内，任意一相调制波均有 1/3 周期时间钳位于 1 或者−1，此时 1 个载波周期内开关次数仅有 4 次，相较于 SVPWM 减少了 2 次。因此 DPWM 调制方法可以有效降低开关器件的工作频率，但其共模电压均在$\pm U_{dc}/3$ 波动，波动范围较大。

2.2 共模电压抑制条件

为解决上述共模电压波动大的问题，以波动范围最大的 DPWM3 为例，参考矢量位于 0~π/6 范围时进行分析。采用同相载波方法对得到的调制波进行调制，当 $u_{a,z}+u_{b,z}>0$ 时，可以得到开关序列为 ONN-OON-PON-OON-ONN，如图 3(a)所示；当 $u_{a,z}+u_{b,z}<0$ 时，可以得到开关序列为 ONN-PNN-PON-PNN-ONN，如图 3(b)所示。由于开关序列中出现了小矢量 ONN 导致共模电压偏大。



(a) $u_{a,z}+u_{b,z}>0$



(b) $u_{a,z}+u_{b,z}<0$

图 3 同相载波调制的开关序列

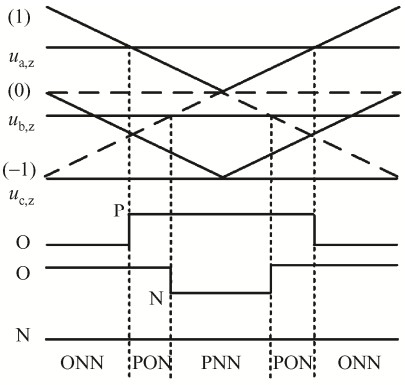
Fig. 3 Switching sequences under in-phase carrier modulation

图 3 所示情况中出现了钳位于−1 的调制波，此时对中间电压 $u_{b,z}$ 采用反相载波调制方法进行调制，当满足 a 相出现 P 状态的时间 t_{aP} 大于 b 相出现 N 状态的时间 t_{bN} 时，可以避免小矢量 ONN 状态的出现。图 4(a)给出了反相载波调制方法示意图，根据数学关系可以推导出

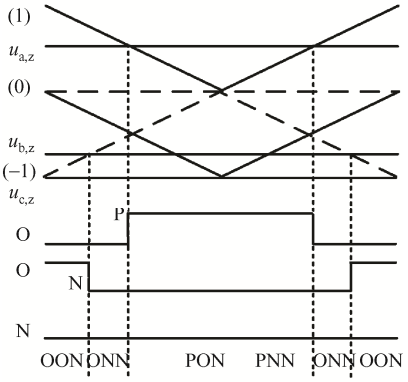
$$\begin{cases} t_{aP}=u_{a,z}T_s=(u_a-u_c-1)T_s \\ t_{bP}=-u_{b,z}T_s=(u_b-u_c-1)T_s \end{cases} \tag{5}$$

式中，T_s 为载波周期。

由 $t_{aP}>t_{bN}$ 可以得到，只有在 $u_c<-2/3$ 时，采用 DPWM3 调制方法能将共模电压控制在$\pm U_{dc}/6$ 范围内；当 $u_c>-2/3$ 时，采用反相载波对中间电压 $u_{b,z}$ 进行调制已经无法避免小矢量 ONN 状态的出现，如图 4(b)所示，此时可以通过改变 k 值从而改变零序电压分量的值，得到新的调制波来抑制共模电压。



(a) $u_c<-2/3$



(b) u_c>−2/3

图 4　反相载波调制的开关序列

Fig. 4 Switching sequences under opposite-phase carrier modulation

同理，当出现钳位于 1 的调制波时，对中间电压采用反相载波调制方法进行调制，需要保证中间电压出现 P 状态的时间小于最小电压出现 N 状态的时间，从而避免小矢量 PPO、POP 或者 OPP 状态的出现。参考矢量位于 0~π 范围内，调制波以及实现共模电压抑制的条件见表 4，当满足共模电压抑制条件时，通过改变 k 值实现共模电压抑制。

表 4　不同扇区内共模电压抑制条件

Tab. 4 Common-mode voltage suppression conditions in different sectors

区间范围	最值	零序电压分量	调整后的调制波	共模电压抑制条件
0~π/6	$u_{max}=u_a$ $u_{min}=u_c$	k=0 $u_z=-1-u_c$	$u_{a,z}=u_a-u_c-1$ $u_{b,z}=u_b-u_c-1$ $u_{c,z}=-1$	u_c>−2/3
π/6~π/3	$u_{max}=u_a$ $u_{min}=u_c$	k=1 $u_z=1-u_a$	$u_{a,z}=1$ $u_{b,z}=u_b-u_a+1$ $u_{c,z}=u_c-u_a+1$	u_a<2/3
π/3~π/2	$u_{max}=u_b$ $u_{min}=u_c$	k=1 $u_z=1-u_b$	$u_{a,z}=u_a-u_b+1$ $u_{b,z}=1$ $u_{c,z}=u_c-u_b+1$	u_b<2/3
π/2~2π/3	$u_{max}=u_b$ $u_{min}=u_c$	k=0 $u_z=1-u_c$	$u_{a,z}=u_a-u_c-1$ $u_{b,z}=u_b-u_c-1$ $u_{c,z}=-1$	u_c>−2/3
2π/3~5π/6	$u_{max}=u_b$ $u_{min}=u_a$	k=0 $u_z=-1-u_a$	$u_{a,z}=-1$ $u_{b,z}=u_b-u_a-1$ $u_{c,z}=u_c-u_a-1$	u_a>−2/3
5π/6~π	$u_{max}=u_b$ $u_{min}=u_a$	k=1 $u_z=1-u_b$	$u_{a,z}=u_a-u_b+1$ $u_{b,z}=1$ $u_{c,z}=u_c-u_b+1$	u_b<2/3

2.3 改进的 DPWM 共模电压抑制方法

根据 2.2 节对 DPWM3 调制方法中共模电压抑制的思路，总结出 3 条 DPWM 调制方法的改进措施。

(1)当注入零序电压分量的调制波中出现钳位于−1 的调制波，且剩余两相调制波之和小于 0 ($u_{max,z}+u_{mid,z}$<0)时，需要对 k 值进行翻转，其中 $u_{max,z}$、$u_{mid,z}$ 分别为注入零序电压分量后的三相调制波最大值和中间值。

(2)当注入零序电压分量的调制波中出现钳位于 1 的调制波，剩余两相调制波的和与乘积均小于 0($u_{min,z}+u_{mid,z}$<0，$u_{min,z}\cdot u_{mid,z}$<0)时，需要对 k 值进行翻转，其中 $u_{min,z}$ 为注入零序电压分量后的三相调制波最小值。

(3)对于注入零序电压分量的调制波的中间值 ($u_{mid,z}$)，使用反相调制波进行调制。

总结上述改进措施，表 5 给出了第一扇区内，DPWM0~DPWM3 调制方法在按照上述约束更改后 k 值变化情况。

表 5　第一扇区内调制波变化情况

Tab. 5 Changes in modulation waves in first sector

调制方法	0~π/6		π/6~π/3	
DPWM0	u_c>−2/3	k=1	u_c>−2/3	k=1
	u_c<−2/3	k=0	u_c<−2/3	k=0
DPWM1	u_c>−2/3	k=0	u_c<2/3	k=1
	u_a<−2/3	k=1	u_a>2/3	k=0
DPWM2	u_c>−2/3	k=0	u_c<−2/3	k=0
	u_c>−2/3	k=0	u_c<−2/3	k=1
DPWM3	u_c>−2/3	k=1	u_c<2/3	k=0
	u_a<−2/3	k=0	tu_a>2/3	k=1

2.4 中点平衡控制方法

对于 NPC 三电平逆变器，当电流从中点 O 流出或者流入时，中点电位发生变化，中线电流表达式为

$$i_{NP}=(1-|S_a|)i_a+(1-|S_b|)i_b+(1-|S_c|)i_c \tag{6}$$

式中：i_{NP} 为中点电流瞬时值；$S_x=-1, 0, 1(x=a,b,c)$ 分别表示逆变器输出状态为 N, O, P 电平时的值。在 DPWM 调制方法中，为了减小共模电压的影响，

在合成目标矢量时将共模电压较大的冗余小矢量剔除。因此 DPWM 调制方法中无法通过改变冗余小矢量作用时间的方法实现中点电位平衡控制。

为实现 NPC 三电平逆变器在 DPWM0~DPWM3 这 4 种调制方法下的中点平衡控制，首先分析 1 个载波周期内中线电流对中点电位的影响，以 DPWM1 的参考电压在 0~π/6 范围内为例，开关序列包含了图 5 所示的 2 种情况。

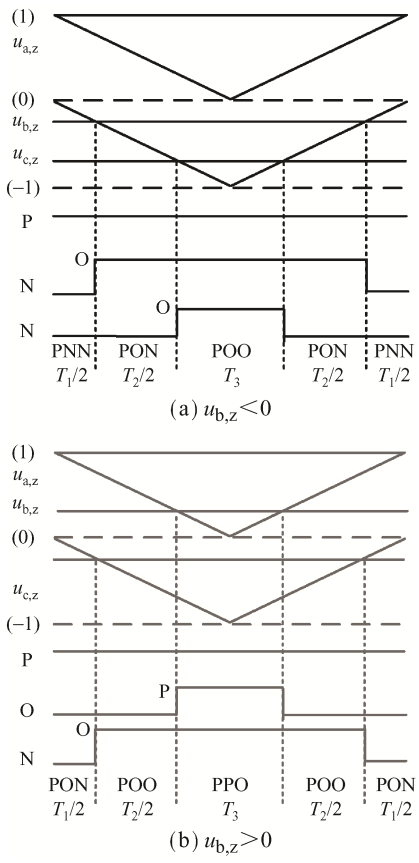


图 5 DPWM1 在第一扇区内开关序列

Fig. 5 Switching sequences under DPWM1 modulation in first sector

假设在 $u_{b,z}<0$ 和 $u_{b,z}>0$ 这 2 种情况下对应的中线电流分别为 i_{NP1} 和 i_{NP2}，结合式(6)，计算出中线电流为

$$\begin{cases} i_{NP1}=(T_2+T_3)i_b+T_3i_c= \\ \quad [(1+u_{b,z})i_b+(1+u_{c,z})i_c]T_s \\ i_{NP2}=(T_1+T_2)i_b+(T_2+T_3)i_c= \\ \quad [(1-u_{b,z})i_b+(1+u_{c,z})i_c]T_s \end{cases} \tag{7}$$

式中，T_1、T_2、T_3 在 i_{NP1} 算式中分别为矢量 PNN、PON、POO 的作用时间，在 i_{NP2} 算式中分别为矢量 PON、POO、PPO 的作用时间。

在负载功率因数为 1 的情况下，由于在 0~π/6 范围内相电流 $i_b<0$、$i_c<0$，因此中线电流 $i_{NP1}<0$、$i_{NP2}<0$，中点电位增大。表 6 给出了参考矢量位于 0~π 范围内，DPWM1 调制方法在不同扇区内的中点电流表达式及其对中点电位的影响，其中上箭头(↑)表示中点电位增大，下箭头(↓)表示中点电位减小。

表 6 中点电流表达式及其对中点电位的影响

Tab. 6 Expression of neutral-point current and its influence on neutral-point voltage

区间范围	中线电流	中点电位
0~π/6	$i_{NP1}=[(1+u_{b,z})i_b+(1+u_{c,z})i_c]T_s$ $i_{NP2}=[(1-u_{b,z})i_b+(1+u_{c,z})i_c]T_s$	↑
π/6~π/3	$i_{NP1}=[(1-u_{a,z})i_a+(1-u_{b,z})i_b]T_s$ $i_{NP2}=[(1-u_{a,z})i_a+(1+u_{b,z})i_b]T_s$	↓
π/3~π/2	$i_{NP1}=[(1-u_{a,z})i_a+(1-u_{b,z})i_b]T_s$ $i_{NP2}=[(1+u_{a,z})i_a+(1-u_{b,z})i_b]T_s$	↓
π/2~2π/3	$i_{NP1}=[(1+u_{a,z})i_a+(1+u_{c,z})i_c]T_s$ $i_{NP2}=[(1-u_{a,z})i_a+(1+u_{c,z})i_c]T_s$	↑
2π/3~5π/6	$i_{NP1}=[(1+u_{a,z})i_a+(1+u_{c,z})i_c]T_s$ $i_{NP2}=[(1+u_{a,z})i_a+(1-u_{c,z})i_c]T_s$	↑
5π/6~π	$i_{NP1}=[(1-u_{b,z})i_b+(1-u_{c,z})i_c]T_s$ $i_{NP2}=[(1-u_{b,z})i_b+(1+u_{c,z})i_c]T_s$	↓

剩余 3 种 DPWM 调制方法在不同扇区内对中点电位的影响见表 7。在 0~π/6 范围且 k=1 时，即采用 DPWM1 与 DPWM2 调制方法时会导致中点电位增大；而 k=0 时，即采用 DPWM0 与 DPWM3 调制方法时中点电位下降。由此可以得出结论：在每个扇区内，不同 k 值所对应的 DPWM 调制方法对中点电位产生的影响不同。当负载功率因数发生变化时，不同扇区内相电流的方向会随之发生改变，但上述结论仍然成立，这为中点电位平衡控制提供了一个自由度。

综上所述，可总结出改进的 DPWM 方法多目标优化流程如图 6 所示。首先根据式(4)和式(5)进行零序电压分量计算，进而得到调制波 $u_{a,z}$、$u_{b,z}$ 和 $u_{c,z}$；其次根据共模电压抑制条件更改 k 值，得到新的零序电压分量 $u'_{a,z}$、$u'_{b,z}$ 和 $u'_{c,z}$；根据

DPWM0~DPWM3 在不同区域内中点电位变化趋势不同这一结论，结合中点电位偏移情况进行 DPWM 模式选择，从而实现中点电位平衡控制；最后根据调整后的调制波，按照图 4 方法进行 DPWM 波形输出。

表 7　不同 DPWM 调制方法对中点电位的影响

Tab. 7 Effects of different DPWM modulation methods on neutral-point voltage

调制方法	0~π/6	π/6~π/3	π/3~π/2	π/2~2π/3	2π/3~5π/6	5π/6~π
DPWM0	↓	↓	↑	↑	↓	↓
DPWM2	↑	↑	↓	↓	↑	↑
DPWM3	↓	↑	↑	↓	↓	↑

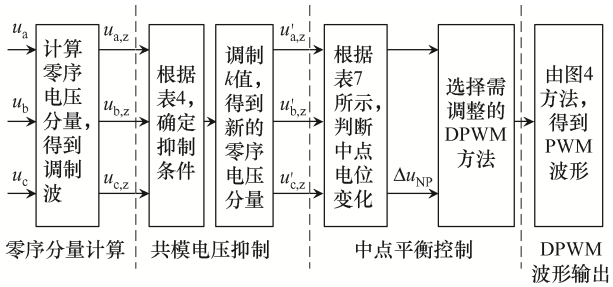


图 6　改进 DPWM 调制方法多目标优化流程

Fig. 6 Flow chart of multi-objective optimization based on modified DPWM modulation method

3　实验结果分析

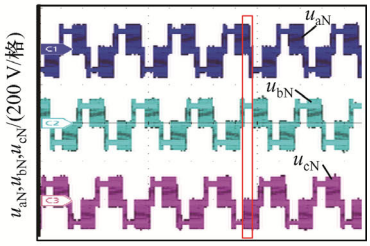
为验证所提三电平逆变器多目标优化算法的有效性，搭建了基于 TMS320F28335 的实验平台，参数见表 8。

表 8　实验参数

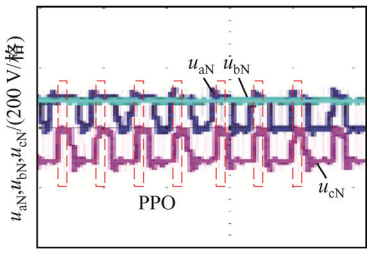
Tab. 8 Experimental parameters

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	200
直流母线电容 C_1,C_2/μF	470
负载电感 L/μH	450
负载电阻 R/Ω	10
开关频率 f_s/kHz	30

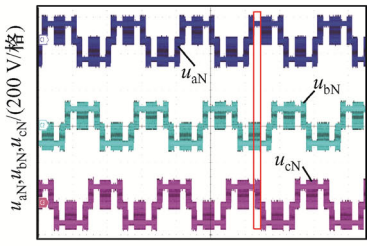
图 7 给出了 DPWM0 和 DPWM3 这 2 种调制算法在未进行共模电压抑制时的三相相电压波形，其中图7(b)和(d)分别给出了相电压的局部放大波形，从所圈部分可以看出，此时输出矢量均存在 PPO 状态，共模电压为 U_{dc}/3。



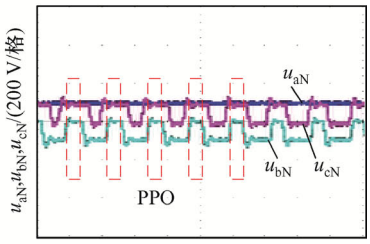
(a) DPWM0相电压



(b) DPWM0相电压局部放大



(c) DPWM3相电压

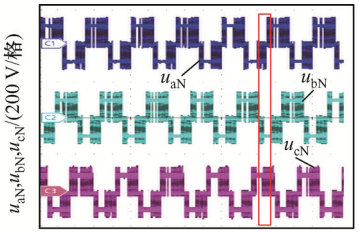


(d) DPWM3相电压局部放大

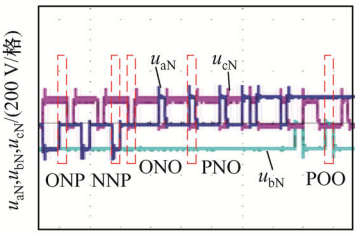
图 7　DPWM0 和 DPMW3 相电压波形

Fig. 7 Phase voltage waveforms under DPWM0 and DPWM3 modulations

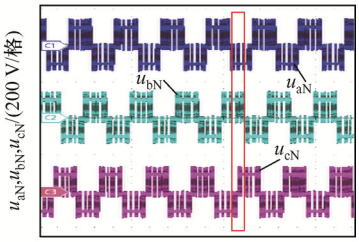
图 8 给出了改进调制算法后的 DPWM0 和 DPWM3 输出相电压波形，其中图 8(b)和(d)分别给出了相电压的局部放大波形，可以看出，所提算法中不再输出 PPO 或者 POP 等矢量，有效抑制了共模电压波动。



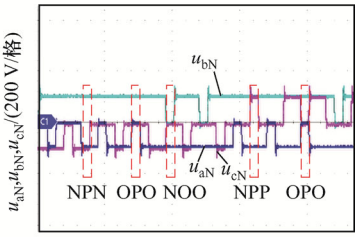
(a) DPWM0相电压



(b) DPWM0相电压局部放大



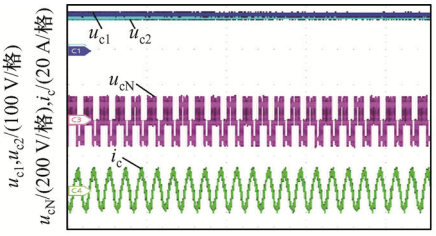
(c) DPWM3相电压



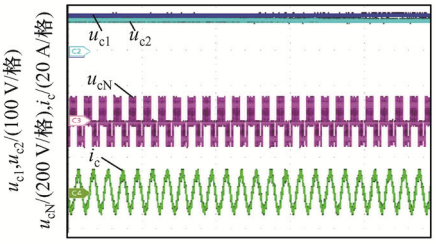
(d) DPWM3相电压局部放大

图 8 改进后 DPWM0 和 DPMW3 相电压波形

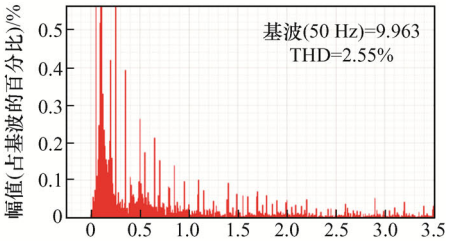
Fig. 8 Phase voltage waveforms under modified DPWM0 and DPWM3 modulations



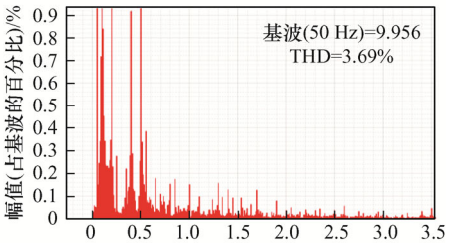
(a) DPWM0输出波形



(b) DPWM3输出波形



(c) DPWM0输出电流FFT分析



(d) DPWM3输出电流FFT分析

图 9 改进后 DPWM0 和 DPWM3 输出波形与 FFT 分析

Fig. 9 Output waveforms under modified DPWM0 and DPWM3 modulations and corresponding FFT analysis

图 9(a)和(b)给出了采用更改后的 DPWM0 和 DPWM3 调制算法时，直流母线电容电压、相电压和相电流输出波形，图 9(c)和(d)给出了输出电流的 FFT 分析结果，可以看出，输出电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)均在 5%以内，畸变率满足电能质量要求。结合图 8 和图 9 可以看出，所提 DPWM 调制算法在降低开关频率的同时，可以实现共模电压抑制和中点电位平衡控制，实现了 NPC 三电平逆变器控制的多目标优化。

4 结语

本文针对 NPC 三电平逆变器开关损耗大、共模电压波动大、中点电位不平衡等问题，提出了 1 种基于 DPWM 调制算法的多目标优化控制策略。通过系统分析调制波周期内产生共模电压波动机理，总结了抑制共模电压波动的条件，所提控制策略在 DPWM0~DPWM3 等多种调制方法中具有普

适性。在此基础上分析了不同 DPWM 调制方法在不同扇区内对中点电位的影响，得到中点平衡控制方法。基于搭建的 NPC 三电平逆变器实验平台，实验结果表明，逆变器开关损耗相较于 SVPWM 调制方法降低了 1/3，共模电压控制在 $U_{dc}/6$ 范围内，同时实现了中点平衡控制。

参考文献：

[1] 徐晓娜, 王奎, 郑泽东, 等. 三相 PWM 变换器的共模电压抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8833-8850.
Xu Xiaona, Wang Kui, Zheng Zedong, et al. A review on common-mode voltage reduction methods for three-phase PWM converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8833-8850. (in Chinese)

[2] 李善寿, 陶勇, 叶伟, 等. 抑制 T 型三电平逆变器共模电压的调制策略[J]. 高电压技术, 2022, 48(7): 2826-2839.
Li Shanshou, Tao Yong, Ye Wei, et al. Modulation strategy with reduced common mode voltage for T-type three-level inverter [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2826-2839. (in Chinese)

[3] Tran V T, Nguyen M K, Do D T, et al. Space vector modulation method-based common mode voltage reduction for active impedance-source T-type inverter [J]. IEEE Access, 2022, 10: 10149-10159.

[4] 王顺, 杨淑英, 李一, 等. 基于虚拟空间矢量过调制策略的逆变器共模电压抑制方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(3): 76-81, 96.
Wang Shun, Yang Shuying, Li Yi, et al. Suppression method of inverter common-mode voltage based on virtual space vector over-modulation strategy [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(3): 76-81, 96. (in Chinese)

[5] Ohn S, Yu Jianghui, Burgos R, et al. Reduced common-mode voltage PWM scheme for full-SiC three-level unint erruptible power supply with small DC-link capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8638-8651.

[6] Li Shanhu, Wang Wensheng, Han Xu, et al. A DPWM modulation strategy to reduce common-mode voltage for indirect matrix converters based on active-current vector amplitude characteristics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 8102-8112.

[7] 袁帅, 荆龙, 刘京斗, 等. 三电平变流器的 DPWM 切换研究[J]. 电力电子技术, 2022, 56(9): 130-134.
Yuan Shuai, Jing Long, Liu Jingdou, et al. Research on DPWM switching of three-level converter [J]. Power Electronics, 2022, 56(9): 130-134. (in Chinese)

[8] Beig A R, Kanukollu S, Al Hosani K, et al. Space-vector-based synchronized three-level discontinuous PWM for medium-voltage high-power VSI [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3891-3901.

[9] Alsofyani I M, Lee K B. Simple capacitor voltage balancing for three-level NPC inverter using discontinuous PWM method with hysteresis neutral-point error band [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12490-12503.

[10] Wang Jinping, Zhai Fei, Wang Jianing, et al. A novel discontinuous modulation strategy with reduced common-mode voltage and removed DC offset on neutral-point voltage for neutral-point-clamped three-level converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7637-7649.

[11] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的 T 型三电平逆变器 DPWM 策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 133-142.
Ye Shaoxi, Zhang Xi, Zhu Chong. DPWM strategy for T-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 133-142. (in Chinese)

[12] Asadi E, Farhangi S, Moradi G, et al. A modified discontinues PWM to reduce common mode voltage and switching loss for photovoltaic transformerless T-type inverter [C]// 2020 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). Tehran, Iran, 2020: 1-5.

[13] Yang Zhaoxia, Zeng Jianwu, Ren Qixing, et al. A carrier-based discontinuous PWM for an 80 kW PV inverter with the reduction of the DC-link voltage ripple and common mode current [J]. IEEE Transactions on

Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6953-6963.

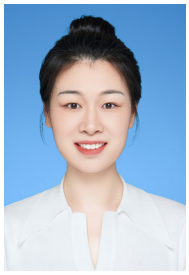
[14] Cui Dongdong, Ge Qiongxuan, Zhou Zhida, et al. A novel voltage balance circuit for three-level diode-clamped inverter with small inductor [C]// 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Cincinnati, OH, USA, 2017: 2093-2099.

[15] 张泽, 李蔚, 黄权威, 等. 轨道车辆三电平中点自平衡电路拓扑研究[J]. 铁道科学与工程学报, 2022, 19(1): 256-264.
Zhang Ze, Li Wei, Huang Quanwei, et al. Neutral-point voltage self-balancing three-level topology for rolling stock [J]. Journal of Railway Science and Engineering, 2022, 19(1): 256-264. (in Chinese)

[16] 耿后来, 高宁, 吴卫民. 三电平逆变器中点电位偏移机理分析与平衡方法研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 50-58.
Geng Houlai, Gao Ning, Wu Weimin. Analysis of neutral-point potential shift mechanism and balance method for three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 50-58. (in Chinese)

[17] 王金平, 刘斌, 董浩, 等. 中点钳位型三电平逆变器基于调制波分解的调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(12): 3221-3233.
Wang Jinping, Liu Bin, Dong Hao, et al. A modulation strategy based on modulation wave decomposition for neutral point clamped three-level inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12): 3221-3233. (in Chinese)

[18] 刘永超, 黄勇, 李兴, 等. 基于模糊虚拟空间矢量调制的 NPC 三电平逆变器中点电位平衡的研究[J]. 电源学报, 2018, 16(1): 61-66.
Liu Yongchao, Huang Yong, Li Xing, et al. Research on neutral-point potential of three-level NPC inverter based on fuzzy virtual space vector modulation [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(1): 61-66. (in Chinese)



柴锦

作者简介：

柴锦(1989—)，女，硕士，实验师。研究方向：逆变器控制及微电网运行优化。E-mail：chaijin@sdu.edu.cn。

王伟胜(1988—)，男，硕士，工程师。研究方向：多电平逆变器控制。E-mail：wangweisheng@aotaidianqi.com。

卢家璇(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：多电平逆变器控制。E-mail：202234907@mail.sdu.edu.cn。

刘通(1991—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士。研究方向：新能源技术与多电平控制。E-mail：tong@sdu.edu.cn。

陈阿莲(1976—)，女，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：可再生能源发电技术，高压大功率多电平变换技术。E-mail：chenalian@sdu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)