

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240769

## 用于光伏逆变器故障穿越的载波交叠调制优化

任颖<sup>1</sup>, 周鹏鹏<sup>2</sup>

(1. 上海诺基亚贝尔股份有限公司, 江苏 南京 210037; 2. 许昌开普检测研究院股份有限公司, 河南 许昌 461000)

**摘要:** 为了解决三电平光伏逆变器故障穿越时的中点电位平衡问题, 在已有的脉宽调制和中点电位平衡方法基础上, 提出一种新型的深度载波交叠调制法(deep carrier overlapping PWM, DCO-PWM)。该方法通过尽量增加上下层载波的交叠深度, 削弱了中矢量对中点电位的影响, 实现了在故障冲击和高无功电流工况下保持中点电位平衡和并网电流可控。针对 DCO-PWM 增加了功率器件开关次数的问题, 开发了一种调制策略的分相切换方法, 仅在中点电位差超出设定阈值时, 将调制波中间相切换到 DCO-PWM, 其他状态仍然使用常规的载波同相层叠调制法(carrier phase disposition PWM, CPD-PWM), 从而降低了并网电流的谐波含量和器件开关损耗。通过实验验证了上述方法在三电平逆变器低电压故障穿越过程中, 可有效增强对并网电流和中点电压的控制, 从而保证故障状态的安全可靠穿越。

**关键词:** 三电平逆变器; 低电压穿越; 载波交叠调制; 中点电位控制

### Optimization of carrier overlap modulation for fault ride-through of photovoltaic inverters

REN Jie<sup>1</sup>, ZHOU Pengpeng<sup>2</sup>

(1. Nokia Shanghai Bell Co., Ltd., Nanjing 210037, China; 2. Xuchang KETOP Testing Research Institute Co., Ltd., Xuchang 461000, China)

**Abstract:** To solve the problem of midpoint potential balance in a three-level photovoltaic inverter during fault ride-through, this paper proposes a novel deep carrier overlapping PWM (DCO-PWM) method based on existing pulse-width modulation and midpoint potential balance methods. This method increases the overlap depth of upper and lower carriers, thereby weakening the influence of the middle vector on the midpoint potential and achieving controllable midpoint potential balance and grid-connected current in fault impact and high reactive current conditions. Because of the increase in the switching frequency of power devices by DCO-PWM, a modulation strategy based phase switching method is developed. Only when the midpoint potential difference exceeds the set threshold is the intermediate phase of the modulation wave switched to DCO-PWM, while the conventional carrier phase disposition PWM (CPD-PWM) is still used for other states, thereby reducing the harmonic content of grid-connected current and device switching losses. Experiments have verified that the above method can effectively enhance the control of grid-connected current and midpoint voltage during the low-voltage fault ride-through of a three-level inverter, thereby ensuring the safe and reliable ride-through of the fault state.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52007143).

**Key words:** three-level inverter; low voltage ride through; carrier overlapping PWM; neutral-point potential control

## 0 引言

随着光伏逆变器装机容量的增加, 电网对逆变器提出了一系列并网要求<sup>[1-2]</sup>, 如逆变器需具备故障穿越能力, 即能够在外部电网故障的一定时间内保

持并网状态, 并在低电压穿越时发出无功电流, 在高电压穿越时吸收无功电流, 从而支撑电网电压稳定。中点钳位型三电平逆变器因具有器件受到的电压应力小、输出波形质量高、功率管开关损耗低等优点<sup>[3-6]</sup>, 已在光伏新能源电网中获得广泛应用。但三电平逆变器存在一个固有问题, 即电容的中点电位平衡问题, 众多专家学者对此开展了相关研究。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52007143)

目前三电平逆变器的中点电位治理方法可划分为4类: 1) 增加直流电容容量; 2) 使用多路独立直流电源; 3) 使用附加的功率电路向中点注入电流; 4) 改进调制策略。方法4因经济性较好, 已形成了大量研究成果, 可分为在正弦波调制时叠加零序分量<sup>[7]</sup>和在空间矢量调制时调节小矢量作用时间<sup>[8]</sup>这两类基础方法, 从统一调制理论来看两类基础方法是等效的<sup>[9-10]</sup>, 其分析结果可以互相借鉴。但两类基础方法应用于故障穿越工况时具有一定的局限性, 因此也出现了许多改进方案。如文献[11-12]提出了舍弃中矢量的调制方式, 采用相邻的两个大矢量合成中矢量, 消除中矢量对中点电位的影响, 并通过母线电容电压差的预测模型选择开关矢量序列, 进而抑制中点电压波动, 但该方法会引起正负母线的直接切换, 且只能应用于T型三电平逆变器, 用于二极管钳位型三电平串联时器件不能动态均压; 文献[13]提出了空间矢量调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)和虚拟空间矢量调制切换的调制策略, 虚拟空间矢量调制通过重新定义虚拟小矢量和虚拟中矢量, 保证每个载波周期流入中点的平均电流为零, 从而在全调制度、全功率因数范围内使得中点电位完全可控, 但虚拟空间矢量调制会增加开关次数, 导致开关损耗显著增大。文献[14]总结了多种中点电位平衡方案, 包括在低调制度时使用SVPWM的小矢量作用时间调整, 在高调制度时使用虚拟空间矢量调制, 以及载波调制时注入零序电压, 通过测量中点电流和中点电压, 判断中点电流是否有利于中点电位平衡, 从而灵活选择不同的调制方案, 但并未对选择的方法进行详细说明。文献[15]对比了开关频率优化脉宽调制和载波交叠零序电压注入法对中点电位的控制效果, 但在验证时采用50%的载波幅值交叠量, 并未对交叠量进行优化讨论。文献[16]提出了一种无小矢量参与合成的调制策略, 该调制策略可有效降低共模电压, 不会产生中点电位的偏移, 但不能消除中矢量产生的中点电位波动, 适用于光伏并网逆变器的纯有功发电状态, 故障穿越状态由于无功电流上升中点电位波动将增大。文献[17]分析了双调制波载波脉宽调制的原理, 提出一种三电平Z源逆变器中点电位平衡控制方法, 通过合理设计直通状态的插入位置, 动态调整中间电压调制波, 在有效抑制中点电位偏移时, 不会增加逆变器开关损耗, 但控制方法针对Z源三电平逆变器, 不能适用于传统NPC三电平逆变器。文献[18]通过分析等效小矢量作用时间对应的零序分量, 可以避免传统空间矢量调制技术计算复杂的缺点, 并在电网电压畸变的情况下对中点平

衡效果进行验证, 但是并未涉及低电压穿越工况的分析验证。

考虑到三电平逆变器中点电位易失去平衡主要是由功率因数降低、调制度增大、并网电流畸变时中矢量的影响大大增加而小矢量调节能力不足引起的<sup>[19]</sup>, 为此本文按照光伏逆变器故障穿越的并网要求, 从电压状态空间矢量分析了中矢量对中点电位的影响, 通过增加载波同相交叠的深度, 提出了深度载波交叠调制法(deep carrier overlapping PWM, DCO-PWM), 不仅解决了故障穿越时传统载波同相层叠调制法(carrier phase disposition PWM, CPD-PWM)的中点偏移问题, 而且开关损耗较小。同时为了满足正常运行状态和故障穿越状态的不同调制要求, 本文还提出了CPD-PWM和DCO-PWM分相切换的调制方案, 并通过实验验证了该方案的可行性。

## 1 故障穿越对调制策略的需求

三电平光伏逆变器拓扑可分为二极管钳位型三电平(NPC1)、T型三电平(NPC2)及有源中点钳位三电平(ANPC)。拓扑的选择与直流电压相关, 1000 V光伏系统通常选择NPC2, 因其损耗较小; 1500 V光伏系统通常选择NPC1或ANPC, 因其耐压更高。ANPC每个桥臂多了两个开关器件, 控制更为复杂, 本文不予讨论; NPC1和NPC2的输出电平和开关序列完全相同, 是本文讨论的重点。其中NPC1型光伏逆变器拓扑如图1所示。逆变器每相桥臂均有4个开关器件, 4个续流二极管, 2个钳位二极管, 其中 $T_{1b}$ — $T_{4b}$ 为B相开关器件,  $D_{1b}$ — $D_{4b}$ 为续流二极管,  $D_{5b}$ — $D_{6b}$ 为钳位二极管。光伏板经串并联后形成直流电压 $U_d$ , 两个直流均压大电容 $C_1$ 和 $C_2$ 将直流电压分成两半, 各为 $U_d/2$ 。交流电网具有一定的系统阻抗, 经降压变与逆变器连接, 并网点电压为 $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$ 。由于三电平桥臂输出电压为PWM波形, 含有大量的高次谐波, 故连接电感 $L_s$ 和滤波电容 $C_s$ 构成二阶滤波器, 避免高次谐波注入交流电网。

以B相桥臂为例分析三电平逆变器的工作原理: 当 $T_{1b}$ 和 $T_{2b}$ 导通时, p点被连接到交流侧; 当 $T_{2b}$ 和 $T_{3b}$ 导通时, 由于钳位二极管的作用, o点被连接到交流侧; 当 $T_{3b}$ 和 $T_{4b}$ 导通时, n点被连接到交流侧。以o点为零电平参考点, 交流侧就有 $U_d/2$ 、0、 $-U_d/2$ 三个电平输出, 每相输出p、o、n三种电平, 显然共有27种组合。

假定逆变器输出的三相交流电压如式(1)所示。



式中： $I_T$ 为输出动态无功电流有效值； $U_T$ 为并网点电压标幺值； $I_N$ 为逆变器额定输出电流； $K_1$ 、 $K_2$ 为无功电流与电压变化比例值。 $K_1$ 和 $K_2$ 的取值需根据并网点处短路比和场站的动态无功补偿装置(static var generato, SVG)配置综合考虑：短路比较大时取值可更大以获得更多的无功支撑，短路比较小时取值应适当减小以防止并网点电压波动过大；场站SVG配置容量较大时取值应减小，以优先使用SVG进行无功支撑，反之取值应增大。通常 $K_1$ 取值范围为1.5~2.5， $K_2$ 取值范围为0~1.5。对称故障时 $I_T$ 不宜超过 $1.05I_N$ （防止超过逆变器开关器件的过流上限），不对称故障时 $I_T$ 不宜超过 $0.4I_N$ （防止无功电流将非故障电压抬升太高）。

光伏逆变器正常工作在纯有功发电状态，此时叠加零序分量的CPD-PWM就可以很好地控制中点电位，并且开关损耗较小。但是光伏逆变器的故障穿越工况较为复杂，由以上并网要求可知，高电压穿越时并网电压最高为1.3 p.u.，吸收无功电流最大为 $0.3I_N$ ，这两个因素都会造成CPD-PWM的中点电位波动增大。低电压穿越时并网电压最低为0 p.u.，发出无功电流最大为 $1.05I_N$ ，变成纯无功发电工况，另外电压突然跌落和恢复会造成并网电流畸变，从而破坏各相注入中点电流的对称性，使得中点电位更容易失去控制。

总之，在调制度很高或无功电流很大的故障穿越工况下，中矢量注入中点电流比重很大，是造成三电平逆变器中点失去控制的主要原因。小矢量和中矢量都会对中点电位造成影响：小矢量对的正负状态对中点电位产生的影响相反，可以按需选取对中点控制有利的小矢量，但是中矢量不存在冗余状态抵消，因此在扇区1时必须削弱中矢量pon的影响。中点电位偏移量和注入中点电流的关系为

$$\Delta U_0 = \frac{1}{2C} \int I_{np} dt \quad (4)$$

式中： $\Delta U_0$ 为中点电位偏移量； $C$ 为直流电容容量； $I_{np}$ 为注入中点的电流。

下面分析中矢量作用时注入中点的电流，pon的连接状态和逆变器电流 $I_{sa}$ 、 $I_{sb}$ 、 $I_{sc}$ （流出逆变器定义为正方向）如图3所示。其中， $U_{c1}$ 、 $U_{c2}$ 是正负电容电压，当 $U_{c1} > U_{c2}$ 时， $I_{sb}$ 为负会使 $U_{c2}$ 电压上升，中矢量pon对中点平衡有利，应该保留；当 $U_{c1} < U_{c2}$ 时， $I_{sb}$ 为负仍使 $U_{c2}$ 电压上升，中矢量pon对中点平衡不利，需要用其他矢量替换。正电流作用时情况相反：当 $U_{c1} > U_{c2}$ 时， $I_{sb}$ 为正使 $U_{c2}$ 电压

下降，中矢量pon对中点平衡不利，需要用其他矢量替换；当 $U_{c1} < U_{c2}$ 时， $I_{sb}$ 为正会使 $U_{c2}$ 电压下降，中矢量pon对中点平衡有利，应该保留。

文献[11]使用各一半时间的大矢量ppn和pnn合成中矢量pon，即B相切换到两电平调制，此时电流 $I_b$ 没有注入中点，不再引起中点电位变化，但缺点是只能用于NP2型逆变器，不适用于NP1型逆变器，这里使用深度载波交叠调制法加以改进。

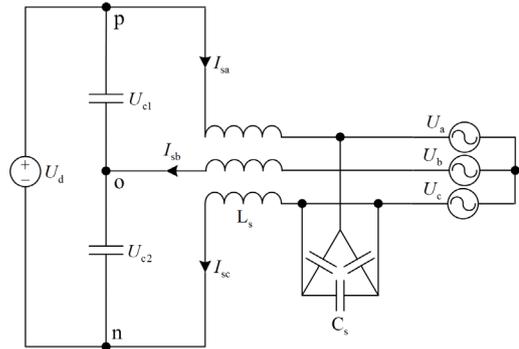


图3 中矢量 pon 对中点电位的影响

Fig. 3 Effect of middle vector pon on midpoint potential

由于空间矢量的对称性，不同中矢量作用时处理方法相同，对6个中矢量连接状态分别作用时，中点电位不利方向总结如表2，当两个电容电压差值和中点连接相电流方向相同时，中矢量对中点电位平衡不利，需要用DCO-PWM生成中间相的触发脉冲。

表2 6个中矢量对中点电位的不利方向

Table 2 Midpoint potential unfavorable direction of 6 middle vectors

中矢量	中点电流方向	中点电位方向
pon	$I_{sb} < 0$	$U_{c1} < U_{c2}$
	$I_{sb} > 0$	$U_{c1} > U_{c2}$
opn	$I_{sa} < 0$	$U_{c1} < U_{c2}$
	$I_{sa} > 0$	$U_{c1} > U_{c2}$
npo	$I_{sc} < 0$	$U_{c1} < U_{c2}$
	$I_{sc} > 0$	$U_{c1} > U_{c2}$
nop	$I_{sb} < 0$	$U_{c1} < U_{c2}$
	$I_{sb} > 0$	$U_{c1} > U_{c2}$
onp	$I_{sa} < 0$	$U_{c1} < U_{c2}$
	$I_{sa} > 0$	$U_{c1} > U_{c2}$
pno	$I_{sc} < 0$	$U_{c1} < U_{c2}$
	$I_{sc} > 0$	$U_{c1} > U_{c2}$

## 2 深度载波交叠调制法

三电平脉宽调制方法主要包括：载波调制法、

SVPWM、特定谐波消去法, 研究使用最多的是载波调制法。文献[21]对比了4种载波调制法: 载波同相层叠、载波反相层叠、载波同相交叠和载波反相交叠, 其中载波同相层叠电压谐波小, 载波同相交叠中点电压波动小。载波交叠调制的一般方法是对两个载波增加垂直方向上的偏移量, 使之产生交叠, 是一种同时考虑了载波相位与偏移的调制策略。但是正常的载波交叠调制时, 不同调制比输出的平均电压波形不是线性的, 会造成逆变器输出电压和电流发生很大畸变。这是因为交叠区和非交叠区对调制波的增益斜率不同, 虽然文献[22]提出了一种校正载波的方法, 使得在交叠点增益相同, 但是仍然不能消除两个区域增益斜率的差异。

图4所示为本文提出的针对调制波中间相的深度载波交叠脉宽调制方法。图中:  $t_s$  为载波周期;  $h$  为上下层载波的交叠深度。调制波  $u_0$  大于上层载波  $c_{w1}$  时输出 p 电平, 小于下层载波  $c_{w2}$  时输出 n 电平, 位于两层载波之间时输出 o 电平, 图中  $T_1 - T_4$  是 B 相 4 个开关器件的触发脉冲。将  $h$  尽量加深, 用于中间相调制时完全工作在交叠区, 从而避免了交叠区和非交叠区增益突变的影响; 深度载波交叠减少了中矢量  $pon$  的作用时间, 同时也消除了 B 相在正负母线之间切换的弊端。

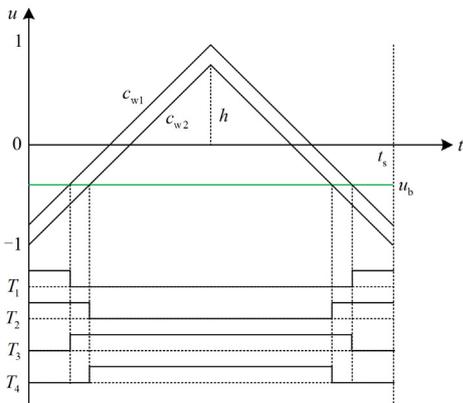


图4 深度载波交叠脉宽调制

Fig. 4 Deep carrier overlapping PWM

交叠区的调制波增益如式(5)所示, 零电平的载波周期占比如式(6)所示。

$$k_u = 2/(1+h) \quad (5)$$

$$k_z = (1-h)/(1+h) \quad (6)$$

式中:  $k_u$  为交叠区的调制波增益;  $k_z$  为零电平的载波周期占比。

在中点平衡不利的情况下, 用 DCO-PWM 对调制波中间相进行脉宽调制。由于  $h$  非常大, 输出 o

电平的时间很短, 与两电平调制很接近, 这会引起并网电流谐波增加, 不能作为正常运行的调制方法, 只能在故障穿越期间使用。

综上所述, 深度载波交叠调制、载波同相层叠调制、文献[11]的舍弃中矢量法以及文献[13]的虚拟空间矢量法, 在故障穿越时的性能对比如表3所示。可见 DCO-PWM 开关次数适中, 中点控制能力较好, 能同时用于 NPC1 和 NPC2 拓扑, 并且不需要复杂的空间矢量计算, 是一种综合能力很好的故障穿越调制方案。

表3 4种故障穿越调制方法对比

Table 3 Comparison of four fault ride through modulation methods

调制方法	CPD-PWM	文献[11]	文献[13]	DCO-PWM
中点控制能力	最差	好	最好	好
开关次数	最少	最少	最多	适中
适用的拓扑	NPC1、NPC2	NPC2	NPC1、NPC2	NPC1、NPC2

## 2.1 交叠深度选择及中矢量判断

载波交叠深度选择要满足两个条件: 1) 零电平时间大于功率管关断时间的4倍, 这决定了交叠深度的最大值; 2) 最大调制度时调制波中间相位于交叠区, 这决定了交叠深度的最小值。

大功率开关管的下降关断时间约为  $1 \mu s$ 、载波频率为  $3.5 \text{ kHz}$  时, 根据式(3)可得交叠深度最大值为  $0.97$ 。最大调制度出现在高电压穿越期间, 为了提高直流电压利用率, 要将原始调制波减去过调制分量, 达到  $1.15$  倍的过调制目的, 过调制分量  $z_{OVM}$  如式(7)所示。

$$z_{OVM} = (m_{abc,max} + m_{abc,min})/2 \quad (7)$$

式中:  $m_{abc,max}$  为原始调制波最大值;  $m_{abc,min}$  为原始调制波最小值。

原始调制波减去过调制分量后的形状为马鞍形, 如图5所示。图中  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$  为减去过调制分量的调制波, 很明显交叠深度  $h$  应大于  $v_a$  与  $v_b$  的交点, 才能保证中间相位于载波交叠区, 因此可求得交叠深度最小值为  $0.866$ 。由前述分析可知, 交叠深度越大, 中点平衡效果越好, 但留给功率管关断的时间越短。这里取  $h = 0.9$ , 则  $k_u$  为  $1.05$ , 比 CPD-PWM 的  $1.0$  增益略大,  $k_z$  为  $5.26\%$ 。

DCO-PWM 仅对影响中点电位的中矢量进行短时替换, 对扇区1来说参考矢量落入小分区3~6才会用到中矢量  $pon$ , 但是在空间矢量图判断小分区需要用到三角函数运算, 单片机实现起来较为困难。本文从 CPD-PWM 出发给出一种判断中矢量区间的

方法,从而避免三角函数运算,CPD-PWM 在小扇区 5 的调制序列如图 6 所示。图中:  $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$  分别为 A 相、B 相、C 相的调制波,使用对称规则采样法时在载波周期内保持不变。由三相调制波的关系可见,  $u_a - u_c > 1$  时才会出现 pon 状态,这种关系扩展到其他分区也成立,因此中矢量作用判据如式(8)所示。

$$u_{abc.max} - u_{abc.min} > 1 \quad (8)$$

式中:  $u_{abc.max}$  为三相调制波最大值;  $u_{abc.min}$  为三相调制波最小值。

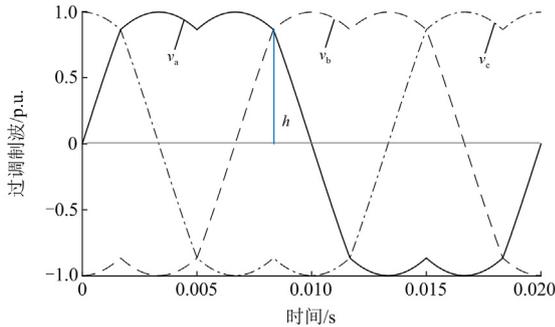


图 5 过调制波与交叠深度关系

Fig. 5 Relation between over modulated wave and overlap depth

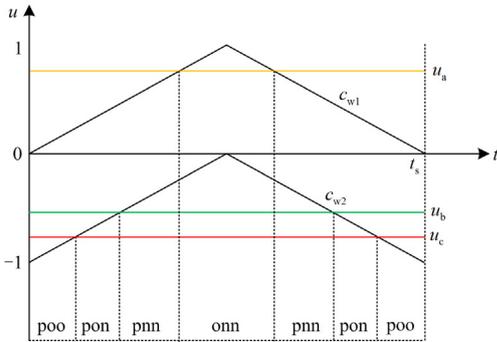


图 6 同相载波层叠调制

Fig. 6 Carrier phase disposition PWM

## 2.2 并网逆变器切换调制方案

为了满足正常运行状态和故障穿越状态的不同调制要求,光伏三电平逆变器总体调制方案需要在 CPD-PWM 和 DCO-PWM 之间切换,具体流程如图 7 所示,可分为过调制、零序注入、调制切换 3 个模块。

图中标识为 3 的线条代表 A、B、C 三相,标识为 12 的线条代表 12 个触发脉冲,对应了逆变器 A、B、C 每相 4 个共 12 个触发脉冲。图中 DCO 模块用于对原有 CPD 模块的中矢量脉冲进行修正,仅

在中点电位差超出阈值并且与中点连接相电流方向相同时短时切换。其中  $G_{12}$  是一个分相脉冲选择模块,每相有  $T_1 - T_4$  共 4 个触发脉冲,当 CPD 生成脉冲用到中矢量并且分相选择信号  $S_3$  的 A 相(或 B、C 相)为 1 时,  $G_{12}$  的 A 相(或 B、C 相)4 个脉冲由 DCO 模块提供,其他两相的 8 个脉冲仍由 CPD 模块提供。

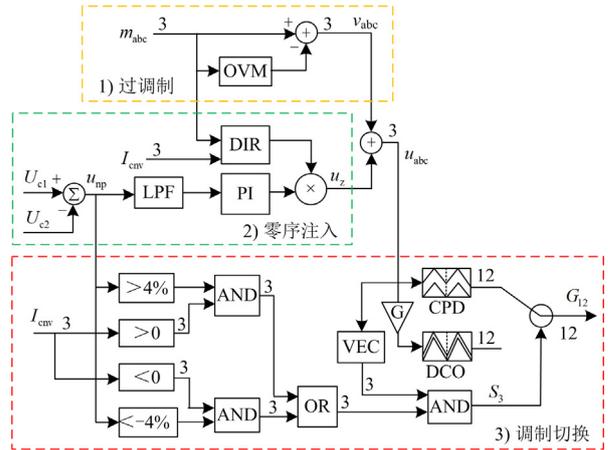


图 7 三电平逆变器切换调制方案

Fig. 7 Switching modulation scheme for three-level inverter

### 1) 过调制

该模块将原始调制波  $m_{abc}$  减去过调制分量,从而满足高电压穿越需求。过调制分量如式(7)所示,原始调制波  $m_{abc}$  减去过调制分量后为  $v_{abc}$ 。

### 2) 零序注入

该模块输出一个零序分量  $u_z$ , 调制波  $v_{abc}$  叠加零序分量后为  $u_{abc}$ , 在功率因数较高时能够有效平衡中点电位(本质为调整冗余小矢量对的作用时间比例<sup>[23]</sup>)。中点电位  $u_{np}$  由  $U_{c1}$  和  $U_{c2}$  相减得到, LPF 为低通滤波器,用于滤除中点电位的高频分量, PI 为比例积分控制器。DIR 模块用于计算小矢量主导电流的方向,由原始调制波  $m_{abc}$  和逆变器电流  $I_{cnv}$  共同判断<sup>[24]</sup>,当主导电流大于 0 时输出+1,当主导电流小于 0 时输出-1,PI 控制器的输出与 DIR 方向相乘得到零序分量  $u_z$ 。

### 3) 调制切换

正常并网发电情况下,调制波  $u_{abc}$  送入载波同相层叠元件 CPD 进行比较,输出三相共 12 路触发脉冲  $G_{12}$ 。当中点电位  $u_{np}$  超出阈值  $\pm 4\%$  时,说明零序注入法不能有效进行中点平衡。此时需要分相判断逆变器电流  $I_{cnv}$  的方向,当某相电流与中点电位方向相同时,并且 CPD 生成的脉冲用到中矢量,则该相调制波经深度载波交叠元件 DCO 比较产生脉

冲,其他两相的脉冲仍由 CPD 模块产生。模块 VEC 用于判断 CPD 生成的脉冲是否用到中矢量,判断方法如式(8)所示;增益模块 G 用于抵消深度载波交叠的增益变化,当  $h=0.9$  时增益为  $1/1.05$ ,  $S_3$  为三相脉冲的切换信号。

由于调制切换三相分开操作,且仅在中点电位超出阈值 $\pm 4\%$ 时进行,切换后该相的开关次数由 1 次增加到 2 次。和文献[13]方案相比中点电位波动略有增大,但是减少了开关次数,降低了开关损耗。

### 3 实验验证

在如图 8 所示的新能源故障穿越测试平台对三电平光伏逆变器进行验证,其中序号 1 为交流模拟电源 KAC-D-800-33,容量为 800 kVA,用来模拟交流电网电压跌落或升高;序号 2 为直流模拟电源 IVS-630 kW,容量为 630 kW,用来给被测逆变器提供直流电源;序号 3 为被测光伏逆变器,单机容量为 500 kW;序号 4 为录波器 DL850,具备 16 个模拟量通道;序号 5 为功率分析仪 WT5000,具备 7 个通道,直流电压输入量程为 1500 V,交流电压输入量程为 1000 V,电流传感器量程为 2000 A;序号 6 为后台控制计算机,用于控制测试过程和记录数据。设备之间连接关系如图 9 所示。



图 8 新能源故障穿越测试平台

Fig. 8 Test platform of new energy fault ride through

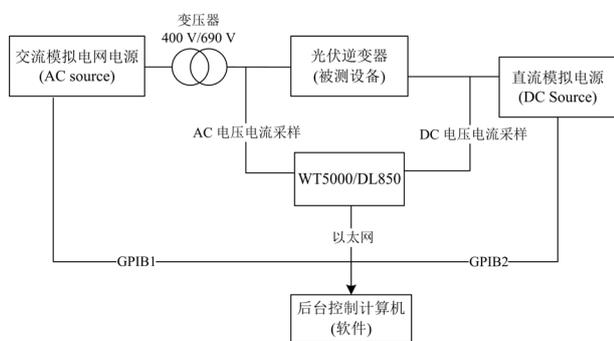


图 9 设备连接关系

Fig. 9 Device connection diagram

被测逆变器直流电压为 $\pm 700$  V,交流线电压为 690 V,正负直流电容均为 3.8 mF,连接电感为 0.36 mH,滤波电容为 55  $\mu$ F,额定容量为 500 kW,载波频率为 3.5 kHz。上层控制为满足故障穿越要求的正负序分解矢量电流控制,底层调制策略按照上述的调制切换方案进行。

不使用 DCO-PWM 的不对称低电压穿越波形如图 10 所示,使用 DCO-PWM 的不对称低电压穿越波形如图 11 所示;不使用 DCO-PWM 的对称低电压穿越恢复波形如图 12 所示,使用 DCO-PWM 的对称低电压穿越恢复波形如图 13 所示;不使用 DCO-PWM 的高电压穿越波形如图 14 所示,使用 DCO-PWM 的高电压穿越波形如图 15 所示。图中:  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$  是并网点电压;  $I_a$ 、 $I_b$ 、 $I_c$  是并网点电流;  $S_{3a}$ 、 $S_{3b}$ 、 $S_{3c}$  分别是 A、B、C 相的脉冲切换信号。

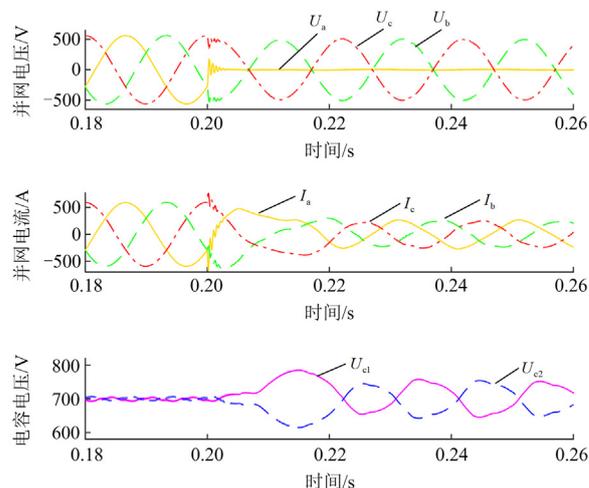
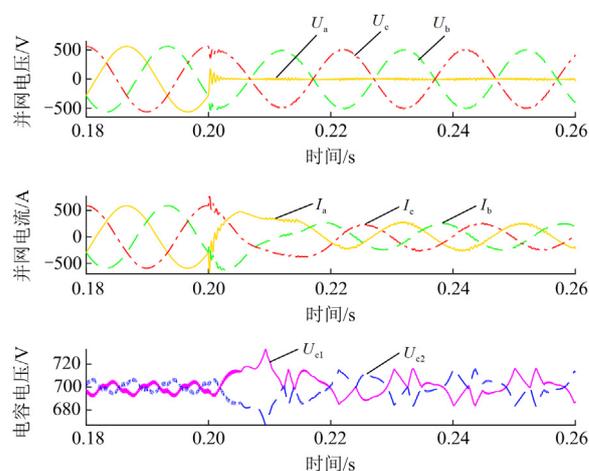


图 10 不使用 DCO-PWM 的不对称低电压穿越波形  
Fig. 10 Asymmetric low voltage ride through waveform without DCO-PWM



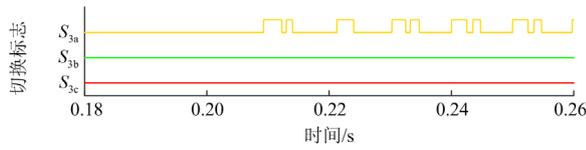


图 11 使用 DCO-PWM 的不对称低电压穿越波形

Fig. 11 Asymmetric low voltage ride through waveform with DCO-PWM

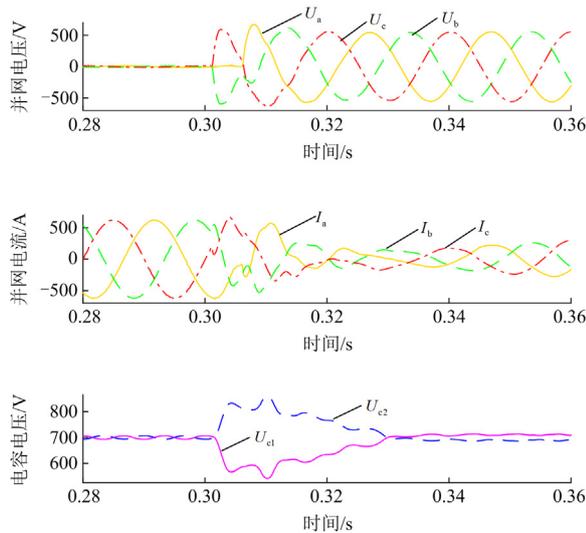


图 12 不使用 DCO-PWM 的对称低电压穿越恢复波形

Fig. 12 Recovery waveform of symmetric low voltage ride through without DCO-PWM

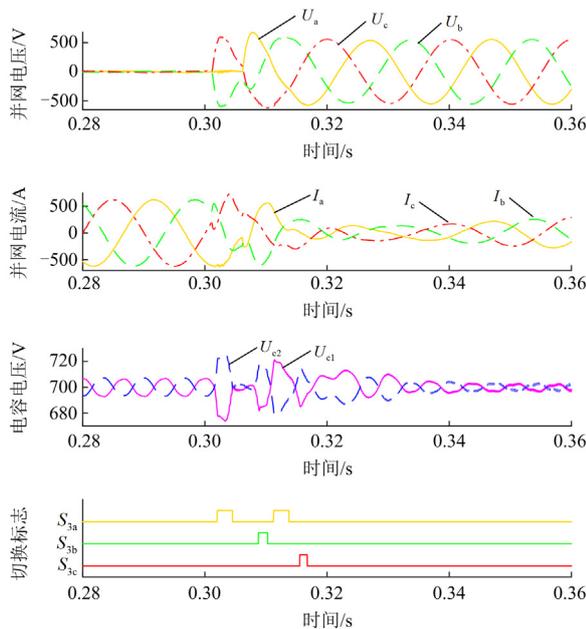


图 13 使用 DCO-PWM 的对称低电压穿越恢复波形

Fig. 13 Recovery waveform of symmetric low voltage ride through with DCO-PWM

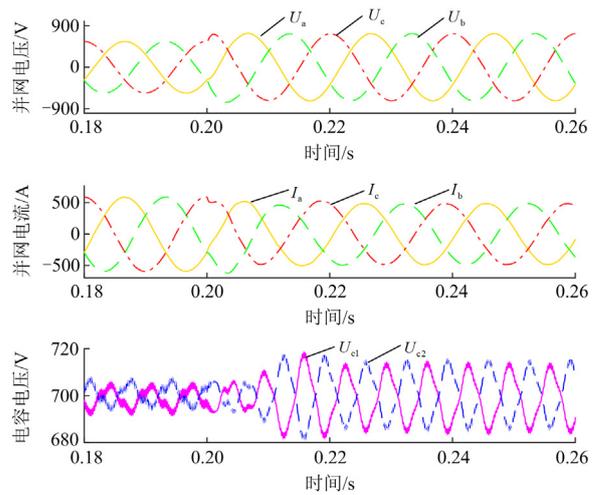


图 14 不使用 DCO-PWM 的高电压穿越波形

Fig. 14 High voltage ride through waveform without DCO-PWM

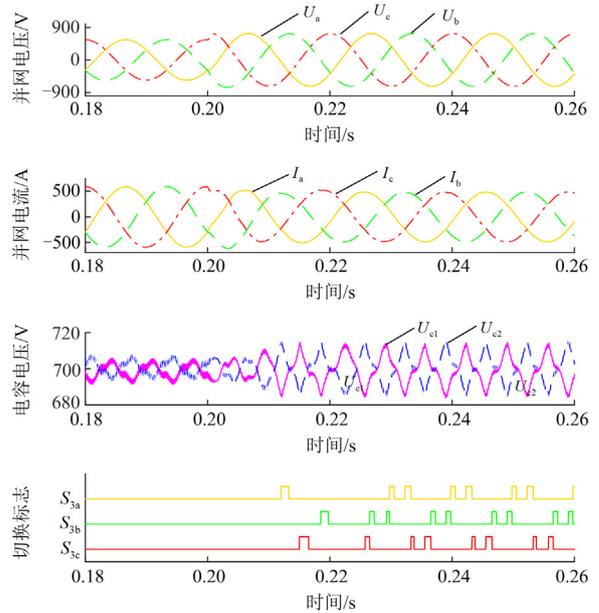


图 15 使用 DCO-PWM 的高电压穿越波形

Fig. 15 High voltage ride through waveform with DCO-PWM

在图 10 中, A 相电压在 0.3 s 时下降到 0 p.u., 正序电压下降到 0.55 p.u., 无功电流上升到 0.4 p.u., 有功电流下降到 0.1 p.u., 由于无功电流增大和电流波形畸变, CPD-PWM 难以控制中点电位的稳定, 第 1 个周期  $U_{c1}$  上升到 785.5 V, 收敛时间为 20.5 ms, 3 周波后峰值电压为 751.2 V, 并网电流也出现了低频畸变。在图 11 中, 是相同的低电压穿越工况, 故障相切换到 DCO-PWM, 第 1 个周期  $U_{c1}$  仅上升到 732.8 V, 收敛时间为 10.3 ms, 3 周波后峰值电压为 713.9 V, 并网电流第 2 个周期也恢复为正弦波。

在图 12 中, 对称低穿后并网点电压在 0.4 s 时开始恢复正常, 由于 B、C 相电压先恢复, A 相电压随后恢复, 导致并网电流有较大畸变, 此时难以根据实时并网电流维持中点电压平衡, 第 1 个周期  $U_{c2}$  最高上升到 858.1 V, 收敛时间为 27.9 ms, 3 周波后  $U_{c1}$  峰值电压为 713.5 V。图 13 是相同的对称低穿恢复工况, 分相短时切换到 DCO-PWM 后, 中点电位偏离被迅速拉回, 第 1 个周期  $U_{c2}$  仅上升到 726.4 V, 收敛时间为 3.2 ms, 3 周波后  $U_{c1}$  峰值电压为 704 V。

在图 14 中, 并网点电压在 0.2 s 时上升到 1.3 p.u., 无功电流上升到 0.3 p.u., 有功电流下降到 0.77 p.u., 由于无功电流增大, CPD-PWM 对中点电位控制能力略有下降,  $U_{c1}$  最高上升到 718.5 V, 稳态峰值为 714.2 V。图 15 是相同的高电压穿越工况, 调制策略分相短时切换到 DCO-PWM, 第 1 个周期  $U_{c1}$  上升到 714.6 V, 稳态峰值为 713.9 V, 改善不明显的原因是有功电流比重比较大, CPD-PWM 仍具有较强的中点控制能力。DCO-PWM 对中点电位控制的改进效果如表 4 所示。

表 4 DCO-PWM 对中点电位控制的改进效果

Table 4 Improved effect of DCO-PWM on midpoint potential control

改进效果	$U_c$ 最大值 降低/V	$U_c$ 稳态峰值 降低/V	收敛时间 减少/ms
不对称低电压穿越	52.7	37.3	10.2
对称低电压穿越恢复	131.7	9.5	24.7
高电压穿越	3.9	0.3	0

## 4 结论

针对三电平光伏逆变器故障穿越时的中点电位平衡问题, 本文在已有的脉宽调制和中点平衡方法基础上, 按照光伏逆变器故障穿越的并网要求, 从电压状态空间矢量层面分析了中矢量对中点电位的影响, 通过增加载波同相交叠的深度, 提出了一种新型的 DCO-PWM 改进调制方法。同时为了避免 DCO-PWM 带来的功率器件开关次数增多问题, 进一步开发了在中点电位差超出设定阈值时, 将调制波中间相切换到 DCO-PWM, 其他状态仍然使用 CPD-PWM 的分相切换方法。通过实验验证了上述方案在三电平逆变器低电压故障穿越过程中, 可有效增强对并网电流和中点电压的控制, 从而保证故障状态的安全可靠穿越, 具有较好的工程实用价值。

## 参考文献

[1] 国家市场监督管理总局. 光伏发电并网逆变器技术要求: GB/T 37408—2019[S]. 北京: 中国标准出版社, 2019.

State Administration for Market Regulation. Technical requirements for photovoltaic grid-connected inverter: GB/T 37408—2019[S]. Beijing: Standards Press of China, 2019.

[2] 茹秋实, 米雪峰, 宋志刚, 等. 考虑储能-智能软开关的主动配电网混合时间尺度鲁棒优化[J]. 中国电力, 2022, 55(9): 129-139.

RU Qiushi, MI Xuefeng, SONG Zhigang, et al. Hybrid-timescale robust optimization in active distribution network with energy storage system-soft open point[J]. Electric Power, 2022, 55(9): 129-139.

[3] 陈果, 龚春阳, 朱丽华, 等. 基于 I-DPWM 的三电平中点钳位光伏逆变器漏电流抑制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(11): 119-130.

CHEN Guo, GONG Chunyang, ZHU Lihua, et al. Leakage current suppression method of a three-level neutral point clamp photovoltaic inverter based on I-DPWM[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(11): 119-130.

[4] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 110-122.

ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 110-122.

[5] 何国锋, 周子淳, 张国勇, 等. 孤岛光伏并联逆变器系统的固定时间模糊反步控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 147-156.

HE Guofeng, ZHOU Zichun, ZHANG Guoyong, et al. Fixed-time fuzzy backstepping control strategy for islanded photovoltaic parallel inverters[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 147-156.

[6] 郭寅远, 陈卓, 李春阳, 等. 1500 V 兆瓦级高效率三电平光伏逆变器[J]. 电力电子技术, 2022, 56(12): 76-78.

GUO Yinyuan, CHEN Zhou, LI Chunyang, et al. 1500 V megawatt high efficiency three-level photovoltaic inverter[J]. Power Electronics, 2022, 56(12): 76-78.

[7] 李勇, 郭勇, 皇甫星星, 等. T 型三电平逆变器的中点平衡建模与控制[J]. 电力工程技术, 2017, 36(2): 61-65.

LI Yong, GUO Yong, HUANGFU Xingxing, et al. Modeling and control of neutral point voltage balancing for T-type three-level inverters[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(2): 61-65.

[8] 宋文祥, 陈国呈, 武慧, 等. 一种具有中点电位平衡功能的三电平空间矢量调制方法及其实现[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(12): 95-100.

SONG Wenxiang, CHEN Guocheng, WU Hui, et al. A novel SVPWM strategy and its implementation considering neutral-point potential balancing for three-level NPC inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 95-100.

[9] 刘云峰, 何英杰, 陈娟, 等. 二极管钳位多电平空间矢量与载波调制策略统一理论研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(5): 1203-1210.

LIU Yunfeng, HE Yingjie, CHEN Juan, et al. Research of the unity theory between space vector and carrier-based

- PWM modulation strategy in diode clamped multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(5): 1203-1210.
- [10] 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): 322-3233.
- [11] 冯腾, 康龙云, 胡毕华, 等. 基于合成中矢量的三电平中点平衡预测控制[J]. 电力电子技术, 2018, 52(4): 8-10.  
FENG Teng, KANG Longyun, HU Bihua, et al. A neutral-point potential balancing predictive control method based on medium vectors being synthesized[J]. Power Electronics, 2018, 52(4): 8-10.
- [12] 严成, 徐德鸿. T型三电平光伏逆变器适应低电压穿越的调制策略探讨[J]. 电源学报, 2016, 14(1): 1-9.  
YAN Cheng, XU Dehong. Modulation scheme for low voltage ride through of T-type three-level PV inverter[J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(1): 1-9.
- [13] 周鹏鹏, 陈朋, 张彦兵. 统一调制理论在新能源逆变器故障穿越的应用[J]. 电力电子技术, 2022, 56(10): 88-91.  
ZHOU Pengpeng, CHEN Peng, ZHANG Yanbing. Application of unified modulation theory to fault ride through of new energy inverters[J]. Power Electronics, 2022, 56(10): 88-91.
- [14] 罗永吉, 尹华杰, 周艳青. 三电平 NPC 逆变器中点电位平衡的软件算法[J]. 电气传动, 2008, 38(5): 3-7.  
LUO Yongji, YIN Huajie, ZHOU Yanqing. Method of the neutral-point balancing in the three-level NPC inverter[J]. Electric Drive, 2008, 38(5): 3-7.
- [15] 赵慧杰, 钱照明, 李骏, 等. 载波 PWM 方法三电平逆变器中点电位控制研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(3): 28-30.  
ZHAO Huijie, QIAN Zhaoming, LI Jun, et al. Study of neutral point potential balancing control of three level NPC inverter based on injected zero-sequence voltage PWM method[J]. Power Electronics, 2007, 41(3): 28-30.
- [16] 戴文君, 张兴, 王付胜, 等. 一种新颖的三电平光伏逆变器调制策略研究[J]. 电力电子技术, 2014, 48(1): 4-5, 14.  
DAI Wenjun, ZHANG Xing, WANG Fusheng, et al. Research on a novel modulation strategy of three-level photovoltaic grid-connected inverter[J]. Power Electronics, 2014, 48(1): 4-5, 14.
- [17] 张伦健, 谭国俊, 陈利萍. 基于双调制波技术的三电平 Z 源逆变器中点电位平衡控制[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(7): 91-96.  
ZHANG Lunjian, TAN Guojun, CHEN Liping. Neutral-point potential balance control for three-level Z-source inverters based on double modulation wave technique[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(7): 91-96.
- [18] 王娜, 党淼. 电压扰动情况光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 电气传动, 2019, 49(6): 49-53.  
WANG Na, DANG Miao. Control strategy research on photovoltaic grid inverter under voltage disturbance condition[J]. Electric Drive, 2019, 49(6): 49-53.
- [19] 姜卫东, 王群京, 史晓锋, 等. 中点箝位型三电平逆变器在空间矢量调制时中点电位的低频振荡[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 49-55.  
JIANG Weidong, WANG Qunjing, SHI Xiaofeng, et al. Low frequency oscillation of neutral point voltage of neutral-point-clamped three-level VSI under SVPWM control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 49-55.
- [20] 梁政锋. 三电平逆变器的 PWM 调制策略研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.  
LIANG Zhengfeng. Research on the PWM strategy of three-level inverter[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2017.
- [21] 李宁, 王跃, 王兆安, 等. 4 种三电平载波调制策略对比研究[J]. 电气传动, 2015, 45(12): 35-40.  
LI Ning, WANG Yue, WANG Zhaoan, et al. Comparative study of four kinds of three-level carrier-based PWM strategies[J]. Electric Drive, 2015, 45(12): 35-40.
- [22] 季必胜, 郁建周, 梁光耀, 等. 三电平逆变器调制策略及载波交叠调制线性度方法[J]. 电动工具, 2018(2): 18-23, 27.  
JI Bisheng, YU Jianzhou, LIANG Guangyao, et al. A three-level inverter modulation strategy and a method of adjusting the linearity with carrier-overlapping[J]. Electric Tool, 2018(2): 18-23, 27.
- [23] 宋文祥, 艾芊, 云伟俊, 等. 基于矢量分区的三电平 SVPWM 模式零序分量分析[J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 102-108.  
SONG Wenxiang, AI Qian, YUN Weijun, et al. Zero-sequence signal of space vector modulation for three-level neutral-point-clamped inverter based on vector diagram partition[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(12): 102-108.
- [24] 李党盈, 常亚婷. 三电平零序分量注入载波调制及中点电位控制[J]. 工业控制计算机, 2021, 34(6): 138-141.  
LI Dangying, CHANG Yating. Three-level carried modulation based on zero-sequence voltage injection and control of neutral point potential[J]. Industrial Control Computer, 2021, 34(6): 138-141.

收稿日期: 2024-04-19

作者简介:

任 颖(1979—), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为分布式无线通信系统; E-mail: royrenjie@163.com

周鹏鹏(1982—), 男, 通信作者, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力系统动态仿真测试技术. E-mail: zhoupeng@ketop.cn

(编辑 周金梅)