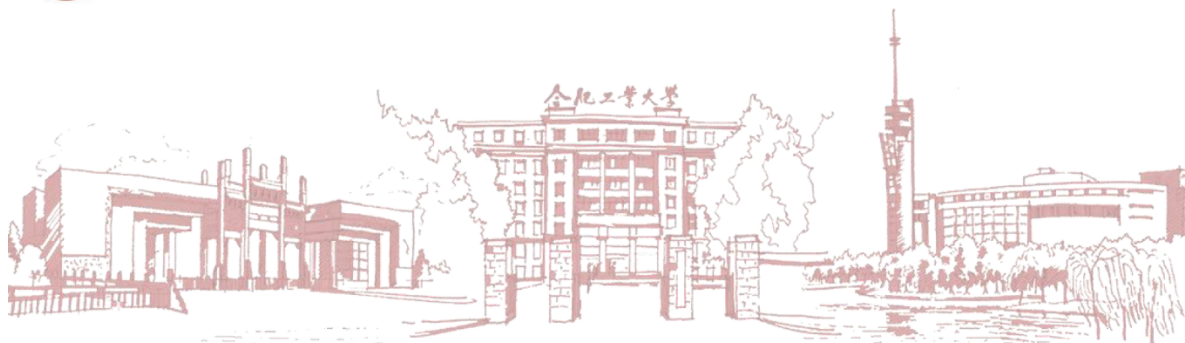
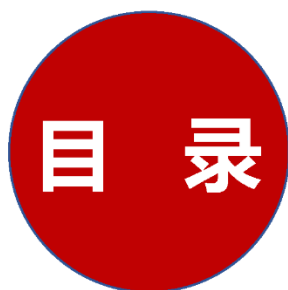




一种适用三电平并联系统的虚拟矢量调制策略 《中国电机工程学报》

作者：杜燕 杨世友 胡军龙 杨向真 苏建徽

2023.12.20



1

研究背景及意义

2

三电平并联系统

3

适用双机并联系统的D-
VSVPWM算法

4

实验验证



1、研究背景及意义

背景

三电平逆变器相较于两电平逆变器拥有更高的电能转换效率，输出电压谐波含量小，承受能力强等优点。在大功率场景下，往往采用并联三电平逆变器来提高系统整体的容量等级。

问题

两台并联逆变器的硬件参数以及控制算法的执行不可能完全一致，必然会导致三相间电流的不对称以及直流侧电流进出的不平衡，进而产生零序环流和中点电位不平衡、输出电流畸变等问题。同时零序环流的抑制和中点电位的平衡之间存在相互耦合的问题。

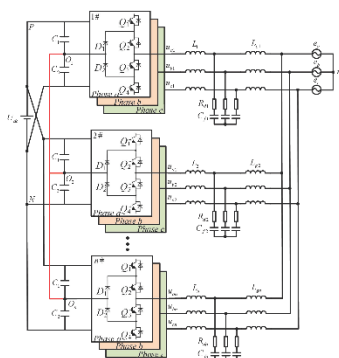
意义

因此在三电平并联系统中，如何抑制零序环流和平衡中点电压，且能够削弱二者之间的耦合具有重要意义。



2、三电平并联系统

2.1 基于SVPWM的三电平并联系统控制方案



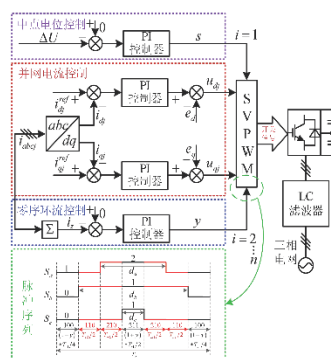
中点相连型三电平并联系统结构

以两台逆变器并联为例进行研究，在考虑中点电压差后得到并联系统关于零序环流的微分表达式为：

$$L \frac{di_z}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} \sum_{k=a,b,c} (d_{k2} - d_{k1}) + \frac{\Delta U}{2} \sum_{k=a,b,c} (|d_{k2}| - |d_{k1}|)$$

其中， $L=L_1+L_2+L_{g1}+L_{g2}$ ， $-1 \leq d_{ki} \leq 1$ 。

由上可得当两台并联三电平逆变器的零序占空比不一致，以及存在中点电压差 ΔU 时会产生零序环流。



系统总体控制图

双机并联系统总体控制图如图所示。

● 零序环流抑制

通过调节因子 y ($-1 \leq y \leq 1$)改变SVPWM中冗余小矢量对中正、负小矢量各自的作用时间，从而改变逆变器零序分量的占比实现零序环流抑制。

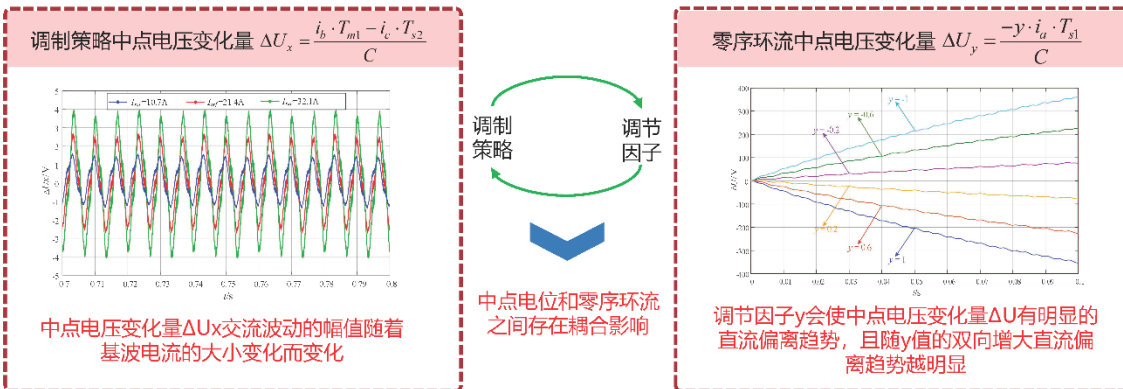
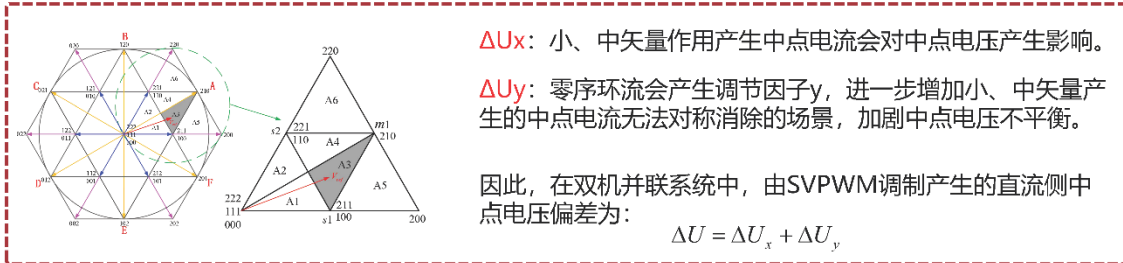
● 中点电位平衡

通过平衡因子 s ($-1 \leq s \leq 1$)对另一台逆变器调制中冗余小矢量进行分配，改变进出中点电流方向，方可实现对并联系统中点电压平衡的控制。



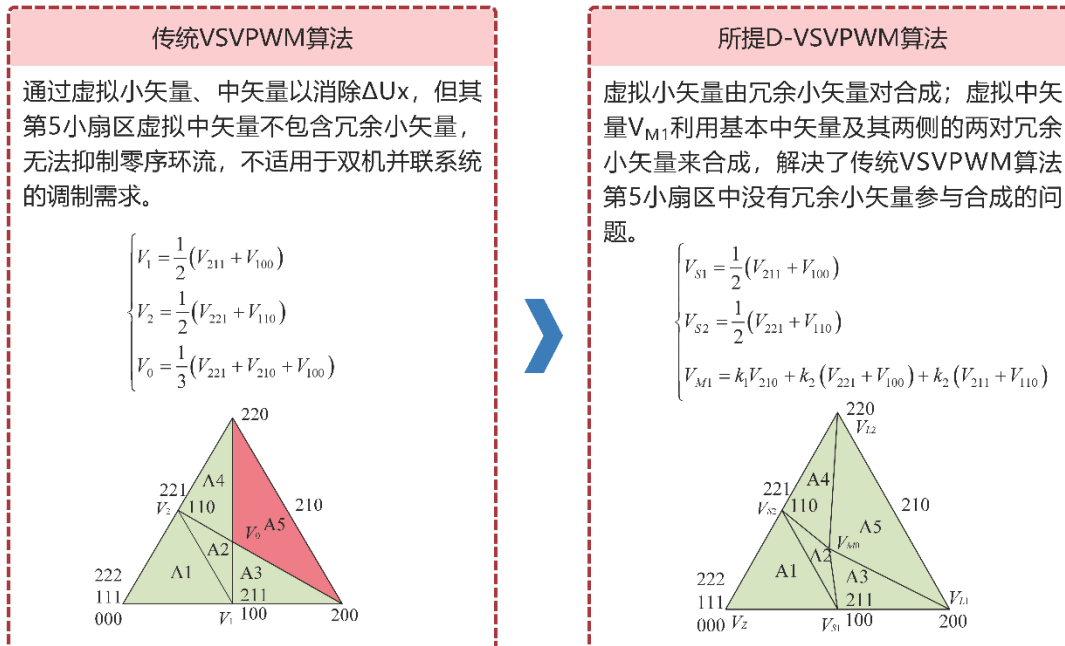
2、三电平并联系统

2.2 双机SVPWM调制对中性点电压的影响



3、适用双机并联系统的D-VSVPWM算法

3.1 D-VSVPWM算法的提出





合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

3、适用双机并联系统的D-VSVPWM算法

3.1 D-VSVPWM算法的提出

系统控制图中，零序环流抑制和中点电位控制均可作用于调制环节，为了统一描述不同的控制目标，可令m为控制因子，为调节因子y和平衡因子s的总称。根据虚拟中矢量是否参与调制，D-VSVPWM中A扇区合成规则可分为两类，分别是：

调制度较低的A1扇区

虚拟中矢量不参与矢量合成。通过调节两个虚拟小矢量中的冗余小矢量作用时间来实现控制目标，A1扇区具体合成规则如下式所示。

$$\begin{cases} V_{ref}T_s = V_zT_z + V_{s1}T_{s1} + V_{s2}T_{s2} \\ = V_{111}T_z + \frac{1}{2}V_{211}(1+m)T_{s1} + \frac{1}{2}V_{100}(1-m)T_{s1} \\ + \frac{1}{2}V_{221}(1+k\cdot m)T_{s2} + \frac{1}{2}V_{110}(1-k\cdot m)T_{s2} \\ T_s = T_z + T_{s1} + T_{s2} \end{cases}$$

调制度较高的A2~A5扇区

虚拟中矢量参与矢量合成。以A3扇区为例，通过对虚拟中矢量中两对冗余小矢量作用时间进行调节来实现控制目标，具体分配原则如下式所示。

$$\begin{cases} V_{ref}T_s = V_{L1}T_{L1} + V_{s1}T_{s1} + V_{M1}T_{M1} \\ = V_{200}T_{L1} + \frac{1}{2}(V_{211} + V_{100})T_{s1} + \frac{1}{6}V_{210}T_{M1} \\ + \frac{5}{24}V_{211}(1+m)T_{M1} + \frac{5}{24}V_{100}(1-m)T_{M1} \\ + \frac{5}{24}V_{221}(1+k\cdot m)T_{M1} + \frac{5}{24}V_{110}(1-k\cdot m)T_{M1} \\ T_s = T_{L1} + T_{s1} + T_{M1} \end{cases}$$

零序环流抑制时， $m=y$ ，两个正小矢量[211]、[221]具有相同的调节因子，进而改变输出的零序占空比，从而实现零序环流的抑制。而在中点电位控制时， $m=s$ ，当 $k=1$ ，[211]、[221]具有相同的平衡因子；当 $k=-1$ ，[211]、[110]具有相同的平衡因子，此时平衡因子s会改变进中点的电流大小，从而实现中点平衡控制。当逆变器台数 $n \geq 3$ 时，可使其中一台逆变器 $m=s$ 平衡中点电位，其余逆变器 $m=y$ 抑制零序环流。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

3、适用双机并联系统的D-VSVPWM算法

3.2 D-VSVPWM算法的实现

以第一大扇区A为例，将目标矢量转换到60°坐标系下，令小矢量长度为 $U_d = U_{dc}/3$ ，转换方式如下式所示。

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{6}U_d} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

1、大扇区划分

得到 V_g 和 V_h 之后，根据其值判断参考电压矢量所处大扇区。判断规则如下表所示。

判断规则	1	2	3	4	5	6
$V_g > 0$	T	F	F	F	T	T
$V_h > 0$	T	T	T	F	F	F
$V_g + V_h > 0$	\	T	F	\	F	T

2、小扇区分

由于6个扇区的电压矢量具有相似一致性，可以将其余扇区电压矢量旋转至第一大扇区A内进行小扇区的判断，以A3为例，判断规则如下表所示。

判断规则	1	2	3	4	5
V_g^*	T	\	\	T	\
V_h^*	T	\	T	\	\
$V_g^* + V_h^* < 0$	T	F	\	\	\
$5V_g^* + 7V_h^* < 7$	\	T	\	F	\
$7V_g^* + 5V_h^* < 7$	\	T	F	\	\
$17V_g^* + 7V_h^* < 14$	\	\	\	T	F
$7V_g^* + 17V_h^* < 14$	\	\	T	\	F

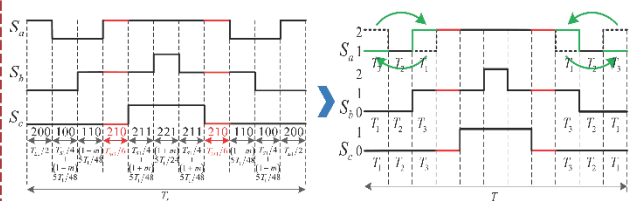
3、矢量作用时间

确定参考矢量 V_{ref} 所处的大小扇区后，根据NTV确定需要参与合成的三个电压矢量后利用伏秒平衡原理计算出三个矢量各自的作用时间如下表所示。

小扇区及输出矢量	T1	T2	T3
A1(V_{20}, V_{S2}, V_{S1})	$T_s - T_2 - T_3$	$V_h^* \cdot T_s$	$V_g^* \cdot T_s$
A2(V_{S2}, V_{M1}, V_{S1})	$T_s - T_2 - T_3$	$6(V_g^* - V_h^* - 1)T_s$	$(7/2 - 5V_g^*/2 - 7V_h^*/2)T_s$
A3(V_{S1}, V_{M1}, V_{L1})	$T_s - T_2 - T_3$	$(7V_h^*/12)T_s$	$(V_g^* + 5V_h^*/7 - 1)T_s$
A4(V_{S2}, V_{L2}, V_{M1})	$T_s - T_2 - T_3$	$(V_h^* + 5V_g^*/7 - 1)T_s$	$(12V_g^*/7)T_s$
A5(V_{M1}, V_{L2}, V_{L1})	$T_s - T_2 - T_3$	$(0.85V_h^* + 0.35V_g^* - 0.7)T_s$	$(0.85V_g^* + 0.35V_h^* - 0.7)T_s$

4、矢量作用顺序

为保证逆变器输出质量，需合理地分配矢量作用顺序，每次只能一相状态发生改变，且不能在0、2之间跳变。由此得到如下左图所示的矢量合成脉冲序列。由于参与合成的矢量个数增多，一个开关周期内的开关动作次数增加为10次，系统开关损耗将大大增加。因此，引入相占空比法对开关序列进行优化，降低开关损耗，优化后的开关序列如右图所示。





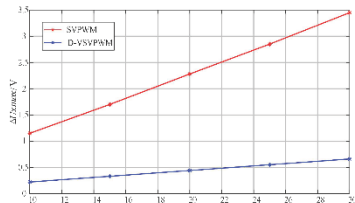
合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

3、适用双机并联系统的D-VSPWM算法

3.2 D-VSPWM与SVPWM算法零序环流和中点电压的对比分析

$$\Delta U_s = \frac{i_b \cdot T_{M1}}{6C}$$

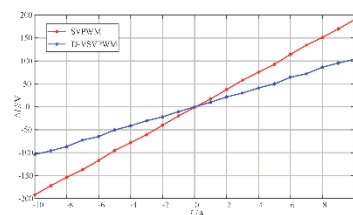
下图给出SVPWM和D-VSPWM两种策略在 $y=0$ ，不同基波电流 I_{ref} 下对应的中点电压变化量交流波动峰值 ΔU_{xmax} 对比波形图。



D-VSPWM策略下 ΔU_{xmax} 大小和变化斜率均明显小于SVPWM策略，说明D-VSPWM策略对中点电压变化量的影响更小，即对零序环流的影响也更小。

$$\Delta U_y = \frac{5y(i_c - i_o)T_{M1}}{12C}$$

下图给出SVPWM和D-VSPWM在不同环流大小下的中点电压变化量 ΔU 对比图。



D-VSPWM策略的中点电压变化量 ΔU 数值和变化斜率明显小于SVPWM策略，说明D-VSPWM策略中相同零序环流下对中点电压变化量的影响更小，即零序环流于中点电压之间的耦合影响更小。

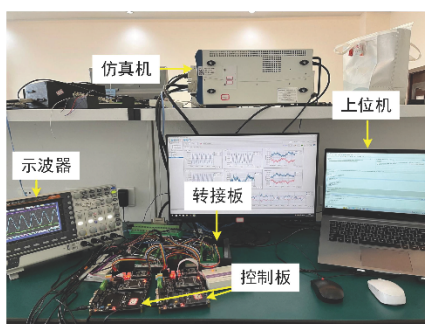
由上述可知，相较于传统SVPWM算法，D-VSPWM策略通过构造新的虚拟中矢量，可减小调制策略以及环流抑制中调节因子 y 对中点电压差 ΔU 的影响。同时， ΔU 的减小也减小了中点电位控制带来的零序占比变化，减小了对零序环流的影响，提升了系统零序环流的抑制效果。因此，零序环流的抑制和中点电位平衡之间的耦合得到削弱。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

4、实验验证

为验证所提D-VSPWM策略的正确性，利用DSPTMS320F28335+StarSim平台搭建两台10kW NPC型三电平并联系统如下图所示，系统参数如表1所示



基于StarSim的HIL实验平台

表1 实验参数

参数	数值
电网电压 $e_a, e_b, e_c/V$	311
直流侧电压 U_{dc}/V	600
直流侧电容 $C_1, C_2/\mu F$	1100
滤波电感 $L_1, L_2/mH$	1.7/2
滤波电容 $C_f/\mu F$	11
滤波电感 $L_{g1}, L_{g2}/mH$	0.4
无源阻尼 R_d/Ω	1
开关周期 $T_s/\mu s$	100
参考电流 $I_{ref1}, I_{ref2}/A$	21.4/10.7

在StarSim上建立的HIL平台如图所示。仿真机模拟两台并联的三电平逆变器、滤波器和电网的模型电路。DSPTMS320F28335控制板对仿真机模拟输出中的直流侧电容电压以及PCC点电压和电流进行采样，然后将产生的PWM信号通过数字口送入HIL模拟电路的开关管中，进行逆变器的并网控制，零序环流抑制和中点电位的平衡。



4、实验验证

● 场景一：环流抑制策略的有效性验证

在未加入中点平衡策略下，对比了SVPWM和D-VSPWM下零序环流抑制能力，及其对中点电位的影响。实验中， t_1 时刻之前未加入环流抑制策略， t_1 时刻后环流抑制策略起效。

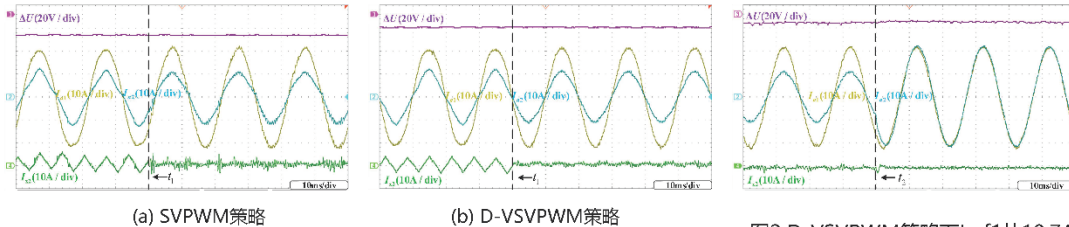


图1 并联系统加入环流抑制策略前后实验波形

图2 D-VSPWM策略下 I_{ref1} 从10.7A变化到21.4A的动态响应结果

由图1(a)、(b)中可以看出， t_1 时刻前，并联系统在两种策略下均存在交流波动幅值为4A的零序环流， t_1 时刻加入零序环流抑制策略后，SVPWM下零序环流幅值从4A被抑制为2A，但在某些地方存在较大的环流尖峰；D-VSPWM下零序环流幅值从4A被抑制为1.5A且没有环流尖峰整体平稳，**证明了所提D-VSPWM算法能够提升零序环流抑制效果。**

图2给出了D-VSPWM算法下 t_2 时刻参考电流 I_{ref1} 从10.7A变化到21.4A时环流抑制动态性能。可以看出，在参考电流发生变化的动态过程中，零序环流在1/8个正弦周期内很快得到抑制，同时没有对中点电压差造成影响，**证明了所提算法在系统电流突变时也能有较好的环流抑制效果。**



4、实验验证

● 场景二：中点平衡和环流抑制的耦合特性验证

为了验证D-VSPWM降低了中点平衡控制和环流抑制的耦合程度，该组实验同时加入了环流抑制和中点平衡策略。图14(a)、(b)对比了两种策略下存在零序环流抑制时加入中点电位控制的中点电压差和零序环流情况， t_3 时刻之前加入零序环流抑制，未加入中点电位控制， t_3 时刻起加入中点电位控制策略。

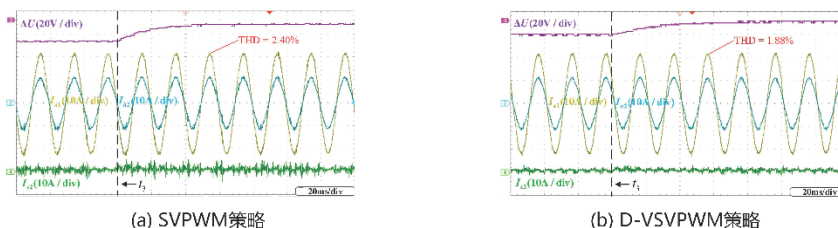


图3 双机并联环流抑制下加入中点电位控制前后实验波形

由图3可知，未加入中点电位控制的时段SVPWM和D-VSPWM中点电位均有偏差，中点电压差分别为-20V和-12V，**证明了所提D-VSPWM能够减小对中点电位的影响。**在 t_3 时刻后，由于加入了中点平衡策略，中点电位差均减小至0附近，中点电位达到平衡。但由于两种策略之间的耦合影响，SVPWM下零序环流幅值从2A升为3.5A，且环流尖峰出现频次和幅值均有增大；D-VSPWM下零序环流幅值从原先1.5A升为1.75A，变化幅度明显小于SVPWM。且D-VSPWM的并网电流THD为1.88%，小于SVPWM的2.40%。**说明了D-VSPWM中点电位平衡和环流抑制的耦合程度低于SVPWM策略。**



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

作者简介



杜燕，女，博士，副教授，硕士生导师，主要研究方向：新能源分布式发电、多能微电网运行控制、新型电能变换技术。



杨世友，男，硕士研究生，现于合肥工业大学电气与自动化工程学院攻读硕士学位。主要研究方向为分布式发电与微电网技术。

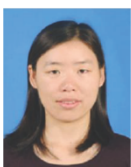


胡军龙，男，硕士研究生，现于合肥工业大学电气与自动化工程学院攻读硕士学位。主要研究方向为分布式发电与微电网技术。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

作者简介



杨向真，女，博士，副教授，硕士生导师，主要研究方向：新能源分布式发电、多能微电网运行控制、新型电能变换技术。



苏建徽，男，博士，教授。博士生导师，主要研究方向：分布式发电与微电网技术、新型电力变换节能技术。现任教育部光伏系统工程研究中心副主任。中国可再生能源学会理事，光伏专委会委员，《太阳能学报》编委。



合肥工业大学
HEFEI UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



感谢您的观看!

作者: 杜燕 杨世友 胡军龙 杨向真 苏建徽

2023.12.20