

# 混合级联 H 桥逆变器的调制策略优化方法

顾 军, 宋 飞, 李 平, 李登魁, 许 天, 史 泓

(安徽理工大学电气与信息工程学院, 淮南 232001)

**摘 要:** 多低压单元的混合级联 H 桥逆变器在电平切换时由于具有更多冗余开关状态, 通过多载波移幅法对低压单元调制能很好地解决电流倒灌问题, 但多载波移幅法由于自身特点存在级联单元输出功率不平衡、逆变器输出电压等效开关频率不高等不足。为此, 针对直流侧电压比 1:1:2 的混合级联九电平逆变器, 提出一种脉冲宽度调制与阶梯波调制相结合的混合调制策略, 使得高压单元工作在基频状态, 低压单元通过类似单极性倍频的混合调制法工作在高频, 提高了逆变器输出电压的等效开关频率, 同时低压单元采用 1/4 周期循环调制的方法在半个周期内实现低压单元间输出功率均衡, 并通过仿真和实验结果分析验证了理论分析的可行性和正确性。

**关键词:** 混合级联逆变器; 载波移幅; 等效开关频率; 1/4 周期循环; 功率均衡

## Modulation Strategy Optimization Method of Hybrid Cascaded H-bridge Inverter

GU Jun, SONG Fei, LI Ping, LI Dengkui, XU Tian, SHI Hong

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

**Abstract:** Hybrid cascaded H-bridge inverters with multiple low-voltage cells have more redundant switching states during level switching. The carrier amplitude shift method can well solve the current backflow problem for low-voltage cells modulation. However, due to its own characteristics, the multi-carrier amplitude shift method has the disadvantages of unbalanced output power of cascaded cells and low equivalent switching frequency of inverter output voltage. For this reason, for the hybrid cascaded nine-level inverter with a DC side voltage ratio of 1:1:2, a hybrid modulation strategy combining PWM modulation and ladder wave modulation was proposed to enable the high-voltage cells to work in the fundamental frequency state, and to enable the low-voltage cells to work at high frequency through a hybrid modulation method similar to unipolar frequency multiplication, which improved the equivalent switching frequency of the inverter output voltage. At the same time, the low-voltage cells adopted a 1/4 cycle cyclic modulation method to realize the low-voltage cells within half a cycle. The output power was balanced between the two, and the feasibility and correctness of the theoretical analysis were verified through simulation and experimental results analysis.

**Key words:** hybrid cascaded inverter; amplitude-shifted; equivalent switching frequency; 1/4 cycle rotation; power balance

## 0 引言

随着电力电子技术的飞速发展, 多电平逆变器在高压大功率场合得到了越来越多的应用, 其中级联 H 桥逆变器<sup>[1-3]</sup>由于结构简单、谐波特性好、功率等级高等优点已经成为了在大功率场合使用最为广泛的拓扑之一。但对于该拓扑而言, 增加输出电压的电平数, 提高输出的电压波形质量, 就需要增加级联单元的数量, 这无疑增加了成本, 也使得控制更为复杂。因此, Manjrekar 提出直流侧电压不对称的混合级联 H 桥逆变器的拓扑结构<sup>[4]</sup>, 该拓扑可以在输出同等电平数量的电压情况下, 减少级联单

元的数量。

混合级联 H 桥逆变器根据直流侧电压比的不同可以分成多种不同类型的结构, 有常见的电压比为 1:2<sup>[5-8]</sup>、1:3<sup>[9]</sup>的结构, 也有 1:1:2 等多低压单元<sup>[10]</sup>的结构。多低压单元的混合级联逆变器在电平跳变时, 往往有更多的冗余开关状态, 不需要设计更多的载波和额外的逻辑重组, 通过合理的选择就可以解决电流倒灌问题。

混合级联拓扑中的调制技术近年来受到了学者们的广泛关注<sup>[11-15]</sup>, 作为混合级联 H 桥逆变器的关键技术, 直接决定了输出波形的质量和系统性能。文献<sup>[15]</sup>对多低压单元混合逆变器调制时, 发现存在输出功率不平衡问题。目前, 解决这种功率均衡问题的主要手段有: 载波重构法<sup>[16-17]</sup>和脉冲分配

基金资助项目: 国家自然科学基金(51607003).  
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51607003).

法<sup>[18-20]</sup>。文献[16]利用载波移相和载波同向移幅的载波特点对载波进行重新构造,实现全调制范围内的输出功率平衡控制;文献[17]通过三次载波改造,可以使各级联单元的输出功率在 1/2 载波构造周期内完成功率平衡,然而载波构造法得到的载波比传统的三角载波复杂的多,数字实现不易。文献[18]对预调制得到的开关脉冲信号进行 1/4 周期循环轮换,使输出功率满足 3/4 周期平衡。文献[19-20]针对多低压单元的混合级联 H 桥拓扑,采用一个逻辑函数对开关管的脉冲信号进行重新逻辑运算,使等电压单元输出功率在 1/2 周期内实现平衡,但不具备等效开关频率倍频效果。文献[18-20]对低压单元部分调制都使用了多载波调制,这增加了控制的复杂性。

为了简化控制,提高输出电压的等效开关频率,实现低压单元输出功率均衡,本文针对电压比为 1:1:2 的混合级联九电平逆变器,提出一种改进的混合调制方法,最后通过仿真和实验结果验证了该方法的正确性和有效性。

### 1 拓扑结构及工作原理

电压比 1:1:2 的混合级联 H 桥逆变器拓扑结构如图 1 所示,该拓扑由 2 个直流源为  $E$  的低压单元 H1、H2 和一个直流源为  $2E$  的高压单元 H3 组成, $Q_{ij}$  表示功率开关器件,其中  $i=1、2、3, j=1、2、3、4, R$  和  $L$  分别是负载侧电阻和电感。逆变器输出电压为  $u_{out}$  且满足

$$u_{out} = u_{H1} + u_{H2} + u_{H3} \tag{1}$$

式中: $u_{H1}、u_{H2}、u_{H3}$  分别为 H1、H2、H3 的输出电压。

逆变器输出电流为

$$i_o = I_m \sin(\omega t + \varphi) \tag{2}$$

式中: $I_m$  为  $i_o$  的幅值; $\omega$  为角频率; $\varphi$  为  $i_o$  的初始相位。

该拓扑的逆变器可以输出  $\pm 4E、\pm 3E、\pm 2E、\pm E、0$  共 9 个电平,逆变器输出电压状态与各级联单元输出电压的关系如表 1 所示。由表 1 可知,输出电压  $u_{out}$  在电平切换时,有多种电平合成方式可供选择,所以可以通过合理的选择电平合成方式来解决电流倒灌问题。

### 2 调制策略

#### 2.1 混合载波层叠调制策略

混合载波层叠调制策略如图 2 所示, $v_{ref}$  为正弦

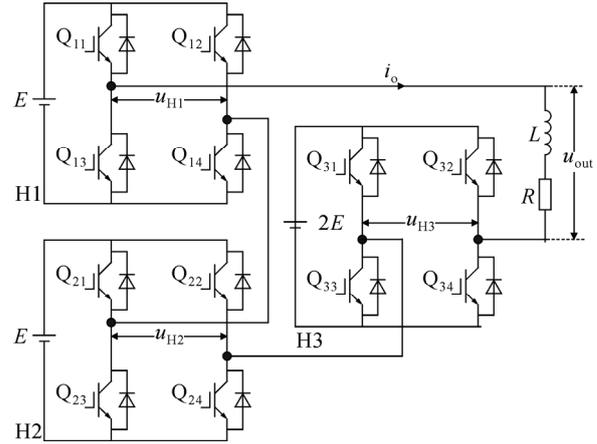


图 1 混合级联 H 桥拓扑结构

Fig.1 Hybrid cascaded H-bridge topology

表 1 逆变器输出电压状态与级联单元的关系

Table 1 Relationship between inverter output voltage status and cascade cells

and cascade cells							
$u_{H1}$	$u_{H2}$	$u_{H3}$	$u_{out}$	$u_{H1}$	$u_{H2}$	$u_{H3}$	$u_{out}$
$E$	$E$	$2E$	$4E$	$-E$	$-E$	$-2E$	$-4E$
$E$	$0$	$2E$	$3E$	$-E$	$0$	$-2E$	$-3E$
$0$	$E$	$2E$	$3E$	$0$	$-E$	$-2E$	$-3E$
$-E$	$E$	$2E$	$2E$	$-E$	$E$	$-2E$	$-2E$
$0$	$0$	$2E$	$2E$	$0$	$0$	$-2E$	$-2E$
$E$	$-E$	$2E$	$2E$	$E$	$-E$	$-2E$	$-2E$
$E$	$E$	$0$	$2E$	$-E$	$-E$	$0$	$-2E$
$-E$	$0$	$2E$	$E$	$E$	$0$	$-2E$	$-E$
$0$	$-E$	$2E$	$E$	$0$	$E$	$-2E$	$-E$
$0$	$E$	$0$	$E$	$0$	$-E$	$0$	$-E$
$E$	$0$	$0$	$E$	$-E$	$0$	$0$	$-E$
$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$	$0$
$-E$	$-E$	$2E$	$0$	$E$	$E$	$-2E$	$0$

调制波,  $v_m$  为低压单元的调制波,  $v_{11}、v_{12}、v_{r1}、v_{r2}$  都是幅值为  $E$  的三角载波,相邻载波之间的垂直偏移量为  $E$ 。

图 2 中,高压单元采用阶梯波调制,脉冲信号由调制波  $v_{ref}$  与  $\pm 2E$  比较得到;低压单元采用载波反向层叠调制,  $v_m$  与  $v_{11}、v_{r1}$  比较得到 H1 单元的脉冲信号,  $v_m$  与  $v_{12}、v_{r2}$  比较得到 H2 单元的脉冲信号。其中,  $v_m$  是由  $v_{ref}$  与高压单元输出电压  $u_{H3}$  相减得到。低压单元输出电压  $u_{H1}、u_{H2}$  与高压单元输出电压  $u_{H3}$  的极性在一个周期内始终相同,所以不存在电流倒灌问题。

图 2 中,低压单元的输出电压  $u_{H1}、u_{H2}$  的导通时间不同,而级联结构本身就是模块单元之间的串联,各单元的输出电流相等,又级联单元平均输出的功率

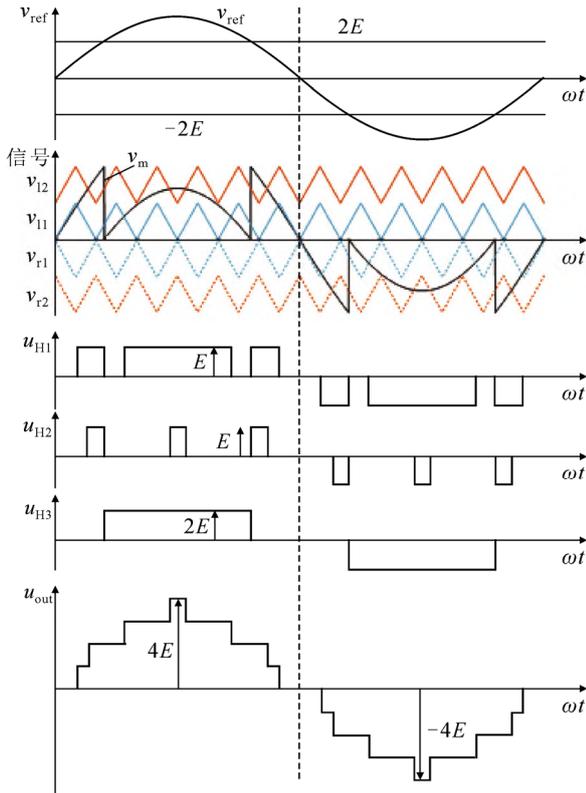


图 2 混合载波层叠调制策略

Fig.2 Hybrid carrier stacked modulation strategy

满足式(3)中的关系, 所以低压单元输出功率不等。

$$p_n = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_n i_o d(\omega t) \quad (3)$$

式中:  $p_n$ 、 $u_n$  分别为第  $n$  个单元的平均输出功率和瞬时输出电压;  $n$  为单元序数,  $n=1, 2, 3, \dots$ 。

低压单元输出功率不平衡的本质是由于级联单元的功率器件的开关频率以及导通时间不同所致, 同时功率器件的开关频率不同会引起低压单元间的开关损耗不一致, 进而导致低压单元的功率器件使用寿命差异大, 增加了系统的维修成本。

### 2.2 改进的混合调制策略

为了进一步解决输出功率不均衡问题以及多载波层叠调制法等效开关频率不高的问题, 本文提出了改进混合调制策略, 使低压单元采用脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)调制与阶梯波调制混合的调制策略, 提高了逆变器输出电压的等效开关频率, 实现了倍频效果, 同时提出一种功率均衡方法, 实现了低压级联单元输出功率的均衡控制。下面从调制原理和功率均衡控制 2 方面依次深入分析改进的混合调制策略。

#### 2.2.1 调制原理分析

图 3 所示为高压单元的调制原理, 同图 2 中一

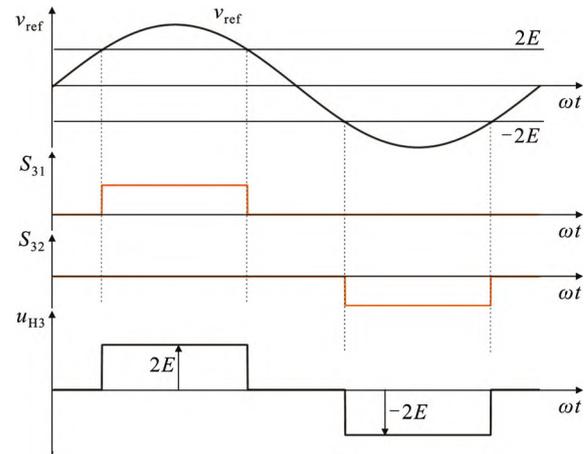


图 3 高压单元调制

Fig.3 Modulation of high voltage cells

样采用阶梯波调制, 其调制波为基准正弦信号  $v_{ref}$ , 设  $v_{ref}$  为

$$v_{ref} = 4ME \sin(\omega t) \quad (4)$$

式中,  $M$  为调制比。

调制波  $v_{ref}$  与电位信号  $\pm 2E$  比较生成高压单元 H3 的脉冲信号,  $S_{31}$ 、 $S_{32}$  分别为高压单元 H3 的左上、右上管脚的驱动信号, 可见高压单元工作在基频状态。

低压单元的调制如图 4 所示,  $v_{ma}$  为改进后的调制波,  $v_c$  为三角载波, 幅值为  $E$ , 频率为图 2 中三角载波的 1/2。其中  $v_m$  满足以下关系

$$v_m = \begin{cases} v_{ref} - 2E, & v_{ref} > 2E \\ v_{ref}, & -2E < v_{ref} < 2E \\ v_{ref} + 2E, & v_{ref} < -2E \end{cases} \quad (5)$$

$v_{ma}$  可表示为

$$v_{ma} = \begin{cases} v_{ref} - E, & E < v_{ref} < 2E \\ v_{ref} - 2E, & 2E < v_{ref} < 3E \\ v_{ref} - 3E, & 3E < v_{ref} < 4E \\ v_{ref}, & -E < v_{ref} < E \\ v_{ref} + 3E, & -4E < v_{ref} < -3E \\ v_{ref} + 2E, & -3E < v_{ref} < -2E \\ v_{ref} + E, & -2E < v_{ref} < -E \end{cases} \quad (6)$$

图 4 中, H1 单元采用 PWM 调制, H2 单元采用阶梯波调制, 具体操作如下: 对于 H1 单元,  $v_{ma} > v_c$  时, H1 单元的  $Q_{11}$  导通, 否则关断;  $v_{ma}$  的反向调制波  $-v_{ma} > v_c$  时, H1 单元的开关管  $Q_{12}$  导通, 否则关断。对于 H2 单元, 前半周期时,  $Q_{22}$  一直导通,  $v_m > E$  时,  $Q_{21}$  导通, 否则关断; 在后半周期时,  $S_{21}$  一直关断,  $v_m < -E$  时,  $Q_{22}$  导通, 否则关断。

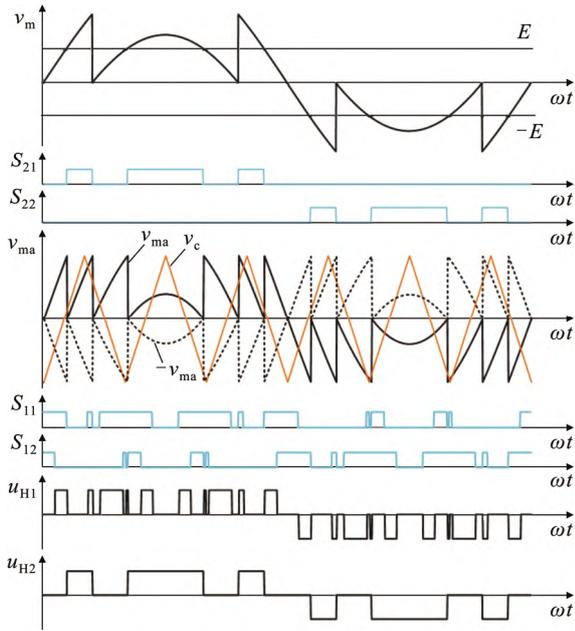


图4 低压单元的调制

Fig.4 Modulation of low voltage cells

逆变器的输出电压如图5所示,H1单元工作在高频状态,H2单元采用阶梯波调制,工作在低频状态,H1、H2低压单元在1个周期内输出电压极性始终相同,所以不存在电流倒灌问题。由图5也可以看出,  $u_{out}$  与图2中的逆变器输出电压的等效开关频率近似相等,而开关频率仅为图2中的1/2,所以改进的混合调制策略使用相等的开关频率,逆变器输出电压的等效开关频率可以实现倍频效果。

由2.1节分析可知,H1单元和H2单元的开关频率和导通时间不等,所以仍存在开关损耗不一致,输出功率不均衡的问题。

### 2.2.2 功率均衡条件分析

由2.2.1节分析可知,改进的混合调制策略在保证输出电压等效开关频率近似相等的情况下,减少了载波数量,提高了等效开关频率,但低压单元输出功率不平衡。为了深入研究低压侧级联单元输出功率的平衡条件,对其输出电压平均值进行分析。

如图6所示,  $v_m$  为2个低压单元输出电压的等效波形,根据1/4周期对称性,将  $v_m$  的1个周期划分为4个区域,即区域1、区域2、区域3、区域4,  $V_{11}$ 、 $V_{12}$ 、 $V_{13}$ 、 $V_{14}$  分别是单元1在4个区域内的输出电压平均值波形,  $V_{21}$ 、 $V_{22}$ 、 $V_{23}$ 、 $V_{24}$  分别是单元2在4个区域内的输出电压平均值波形。其中,在区域1内低压单元输出电压平均值表示式为:

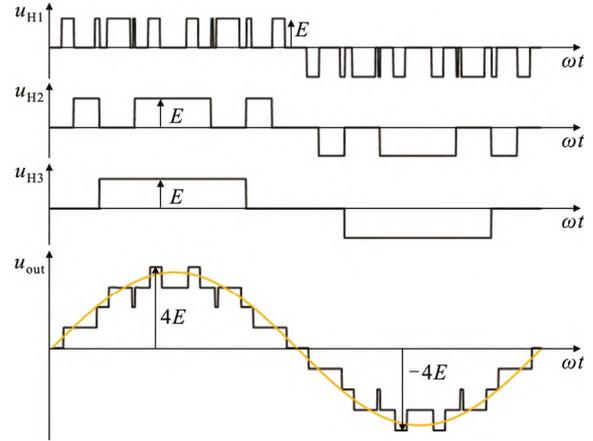
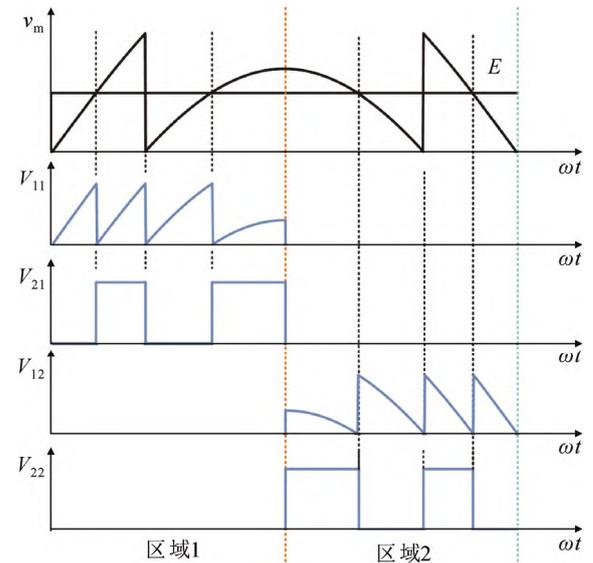
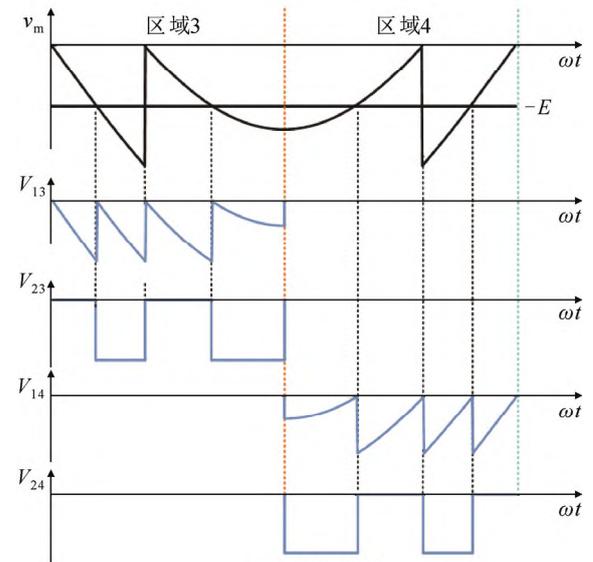


图5 逆变器输出波形

Fig.5 Output waveform of inverter



(a) 正半周期



(b) 负半周期

图6 输出电压平均值波形

Fig.6 Average output voltage waveform

$$V_{11} = \begin{cases} 4ME \sin(\omega t), & 0 < \omega t < \theta_1 \\ 4ME \sin(\omega t) - E, & \theta_1 < \omega t < \theta_2 \\ 4ME \sin(\omega t) - 2E, & \theta_2 < \omega t < \theta_3 \\ 4ME \sin(\omega t) - 3E, & \theta_3 < \omega t < \pi/2 \end{cases} \quad (7)$$

$$V_{21} = \begin{cases} 0, & 0 < \omega t < \theta_1 \cup \theta_2 < \omega t < \theta_3 \\ E, & \theta_1 < \omega t < \theta_2 \cup \theta_3 < \omega t < \pi/2 \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$  分别为

$$\begin{cases} \theta_1 = \arcsin\left(\frac{1}{4M}\right) \\ \theta_2 = \arcsin\left(\frac{1}{2M}\right) \\ \theta_3 = \arcsin\left(\frac{3}{4M}\right) \end{cases} \quad (9)$$

其他区域的输出电压表达式也可同理求出, 每个区域内的低压单元的输出功率平均值为

$$P_{mn} = \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}(n-1)}^{\frac{\pi}{2}n} u_{mn} i_o d(\omega t) \quad (10)$$

式中:  $u_{mn}$  为第  $m$  个区域  $n$  单元内的输出电压;  $m$  为 1 个周期内的区域序数,  $m=1、2、3、4$ 。

由于输出电压具有正负半周对称性, 而同级联单元电流相同, 所以级联单元正半周的输出功率与负半周期的输出功率相等, 即  $P_{11}=P_{14}$ 、 $P_{12}=P_{13}$ 、 $P_{21}=P_{24}$ 、 $P_{22}=P_{23}$ 。又级联单元输出电压具有 1/4 周期对称性, 所以级联单元输出电压满足:  $V_{11}=V_{12}$ 、 $V_{13}=V_{14}$ 、 $V_{21}=V_{22}$ 、 $V_{23}=V_{24}$ , 此时  $P_{11}=P_{12}=P_{13}=P_{14}$ 、 $P_{21}=P_{22}=P_{23}=P_{24}$ , 也就是一个级联单元输出功率在 1 个周期的 4 个单元内都是相等的。对 2 个低压单元进行功率均衡控制, 只要这 2 个级联单元在 1 个周期中分别输出 2 个周期的  $P_{11}$ 、 $P_{21}$ , 即可实现功率均衡。

### 2.2.3 功率均衡方法

对改进的混合调制策略进行功率均衡优化控制, 如图 7 所示, 高压部分调制方法不变, 低压部分采用 2 种方式循环调制, 下面以低压单元 1 为例介绍 2 种方式。

方式 1: 当  $v_{ma} > v_c$  时,  $Q_{11}$  导通, 否则关断;  $-v_{ma} > v_c$  时,  $Q_{21}$  导通, 否则关断。

方式 2: 正半周期时, 低压单元的原调制波  $v_m > E$  时,  $Q_{11}$  导通, 否则关断; 负半周期时,  $v_m < -E$  时,  $Q_{21}$  导通, 否则关断。

假设在 1 个调制周期内, 区域 1 中, 级联单元 1 采用方式 1 调制得到输出平均电压  $V_{11}$ , 级联单元 2 采用方式 2 调制  $V_{21}$ ; 区域 2 中, 调制方式进行循

环, 即: 级联单元 1 采用方式 2 调制得到  $V_{22}$ , 级联单元 2 采用方式 1 调制得到  $V_{12}$ , 其他区域的电压同理可得。

此时, 正半周期内级联单元输出功率为

$$P_{o1} = P_{11} + P_{22} \quad (11)$$

级联单元 2 输出半个周期的输出功率为

$$P_{o2} = P_{12} + P_{21} \quad (12)$$

又因为  $P_{11}=P_{12}$ 、 $P_{21}=P_{22}$ , 所以 2 个低压级联单元输出功率在半个周期内实现功率均衡。此时逆变器输出电压如图 8 所示, 对高压单元无影响, 最终级联单元总输出电压保持不变。

低压单元的开关状态如图 9 所示,  $S_{11}$ 、 $S_{12}$  分别与  $S_{21}$ 、 $S_{22}$  在半个周期内关于区域分界线对称, 所以 2 个单元之间的对应功率器件开关频率相同, 开

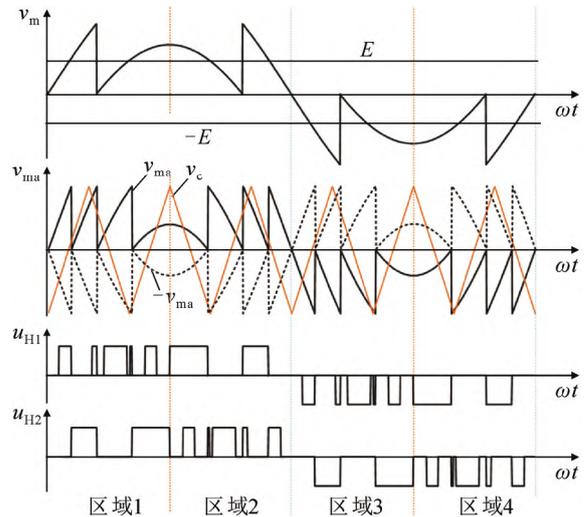


图 7 优化后的低压单元调制原理

Fig.7 Optimized modulation principle of low-voltage cells

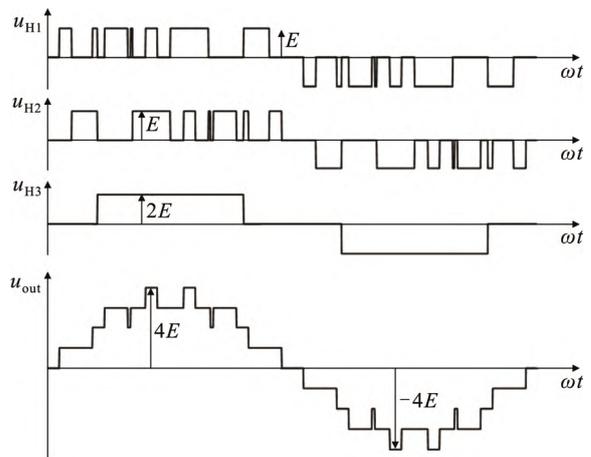


图 8 调制策略优化后逆变器输出电压

Fig.8 Inverter output voltage after optimization of modulation strategy

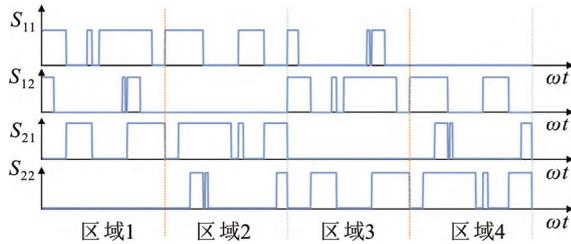


图9 低压单元的开关状态

Fig.9 Switch status of low-voltage cells

关损耗相等。在同一级联单元内，左、右桥臂的开关信号关于 1/2 周期对称，所以 H 桥单元内功率器件的开关损耗也是相等的，这样保证了 H 桥内各个功率器件在使用过程中损耗程度保持一致，从而提高了功率器件的使用寿命。

### 3 仿真分析

为验证本文所提出方法的可行性以及理论分析的正确性，在 Simulink 仿真环境下，建立直流侧电压比为 1:1:2 的九电平混合级联 H 桥逆变器的仿真模型。参数设置如下：直流侧电源  $E=300\text{ V}$ ， $R=50\ \Omega$ ， $L=8.3\text{ mH}$ ，开关频率  $f_c=3\text{ kHz}$ ，调制度  $M=0.65、0.9$ 。

图 10、图 11 分别给出了混合级联逆变器在  $M=0.65、0.9$  时输出电压、电流波形及输出电压的频谱图， $u_L$  为低压侧级联单元输出电压之和， $u_H$  为高压单元的输出电压。

由图 10 和图 11 可以看出，高压单元工作在基频状态，低压单元工作在高频状态。在 0.65 调制度时，高压单元与低压单元输出电压相加使逆变器输出了七电平的电压波形，在 0.9 调制度时，逆变器输出了九电平的电压波形，逆变器的输出电流在经过滤波后得到波形质量较好的正弦波。2 种调制度下输出电压频谱图如图 11 所示，随着调制度的提高，输出电压基波值变大，最大谐波失真率降低，并且输出电压的最高次谐波主要集中在 6 kHz，即  $2f_c$  处，所以输出电压的等效开关频率具有倍频效果，与理论分析一致。

图 12 所示为调制度  $M=0.65、0.9$  时的低压单元输出功率波形图， $p_{o1}$  是低压级联单元 1 的输出瞬时功率， $p_{o2}$  是低压级联单元 2 的输出瞬时功率。

图 12 中，在调制度  $M=0.65$  时，低压单元 1 半个周期的平均输出功率  $P_{o1}=1\ 139.3\text{ W}$ ，低压单元 2 半个周期的平均输出功率  $P_{o2}=1\ 139.8\text{ W}$ ；在  $M=0.9$  时， $P_{o1}=2\ 386.2\text{ W}$ ， $P_{o2}=2\ 387.3\text{ W}$ ，可见 2 个单元

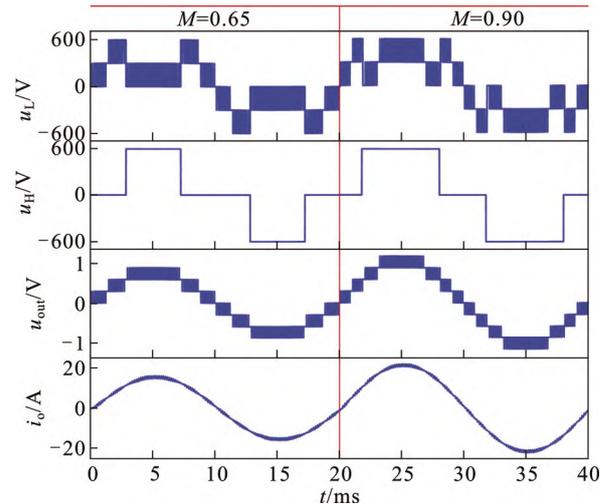


图 10 不同调制下逆变器输出电压及电流图

Fig.10 Output voltage and current diagram of inverter under different modulation degrees

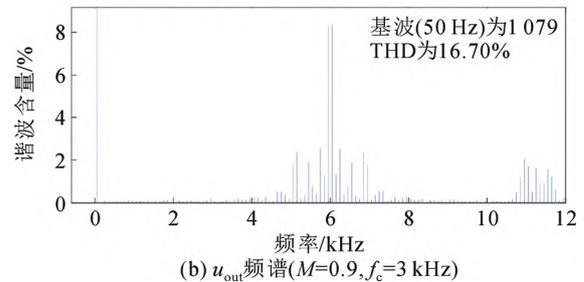
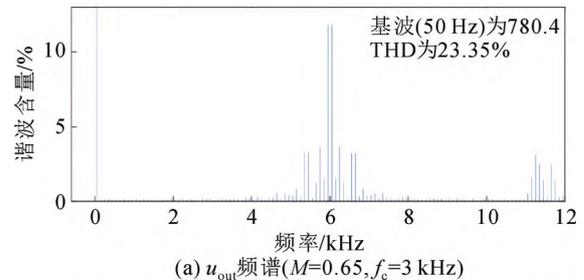


图 11 不同调制度下输出电压频谱图

Fig.11 Spectrogram of output voltage under different modulation degrees

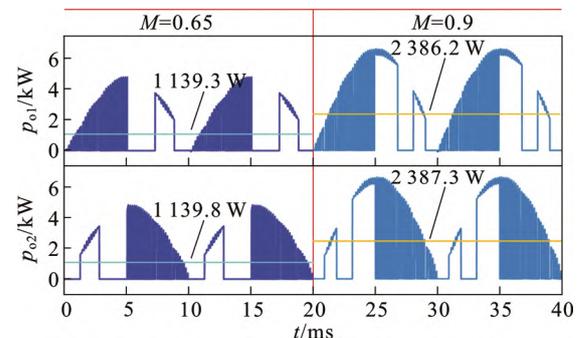


图 12 不同调制度下低压单元输出功率仿真波形

Fig.12 Output power waveform of low-voltage cells under different modulation degrees

输出功率基本相等, 证明了所提出的功率均衡调制策略可以在 1/2 周期实现低压单元的功率均衡。

低压单元开关状态如图 13 所示, 可以看出, 在级联单元内部,  $S_{11}$  与  $S_{12}$  以及  $S_{21}$  与  $S_{22}$  关于 1/2 周期对称, 即 1 个周期内同一 H 桥内各开关损耗基本相等, 不同单元间,  $S_{11}$ 、 $S_{12}$  与  $S_{21}$ 、 $S_{22}$  关于 1/4 周期对称, 所以 H 桥之间开关损耗也一致。

### 4 实验验证

为了进一步验证所提出的改进混合调制策略的正确性及可行性, 搭建了 1:1:2 混合级联 H 桥逆变器实验平台。实验参数如下: 直流侧电压  $E=24\text{ V}$ , 电阻  $R=25\ \Omega$ , 滤波电感  $L=5.6\text{ mH}$ , 载波频率  $f_c=3\text{ kHz}$ , 载波比  $N=60$ , 调制度  $M=0.65$ 、 $0.9$ 。

图 14 和图 15 为逆变器输出电压及频谱图, 可以看出高压单元工作在基频状态, 低压单元工作在

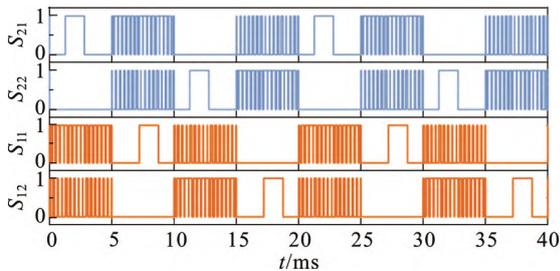
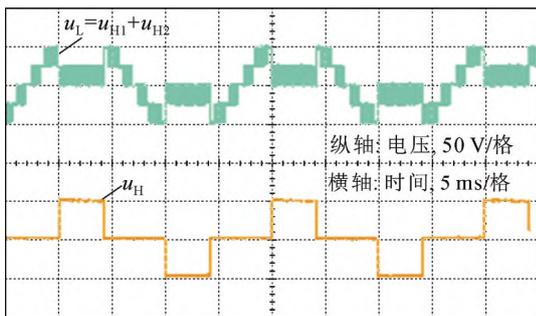
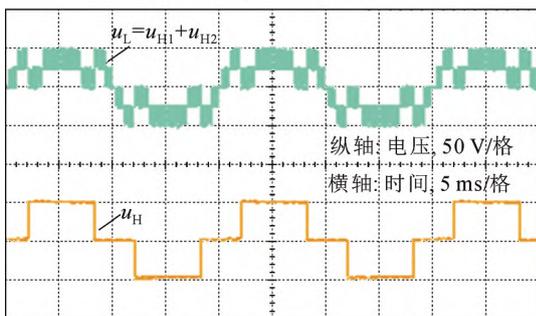


图 13 低压单元开关状态图

Fig.13 Switch state diagram of low-voltage cells



(a) 高低压单元输出电压( $M=0.65$ )



(b) 高低压单元输出电压( $M=0.9$ )

图 14 逆变器的高低单元输出电压

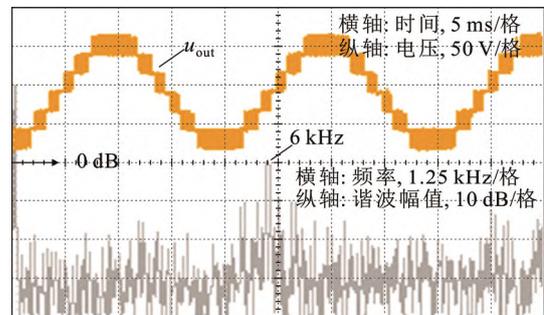
Fig.14 Output voltage of inverter's high and low cells

高频, 在  $M=0.65$  时逆变器输出七电平电压, 在  $M=0.9$  时输出九电平的电压波形, 输出电压的等效开关频率在  $2f_c$  处, 与仿真分析结果相同。

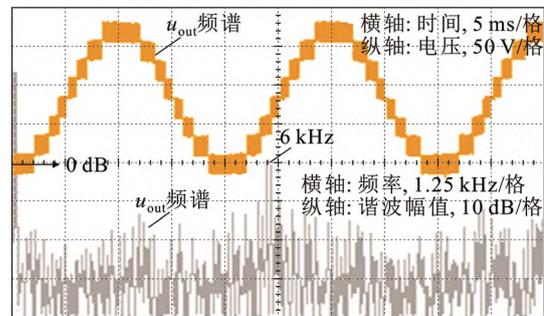
图 16 为逆变器低压单元开关状态图, H 桥内开关状态关于 1/2 周期对称, H 桥之间关于 1/4 周期对称, 实现了 H 桥之间及 H 桥内开关损耗一致。图 17 和图 18 给出了逆变器低压侧输出功率, 可见 H1 与 H2 单元的电压波形关于 1/4 周期对称, 输出电流相同, 最终输出功率也关于 1/4 周期对称, 在 1/2 周期实现功率均衡, 与理论分析相符。

### 5 结论

1) 本文针对直流侧电压比为 1:1:2 的混合级联 H 桥逆变器, 提出一种改进混合调制策略, 减少了



(a) 输出电压及频谱图( $M=0.65$ )



(b) 输出电压及频谱图( $M=0.9$ )

图 15 逆变器输出电压及频谱图

Fig.15 Output voltage and frequency spectrum of inverter

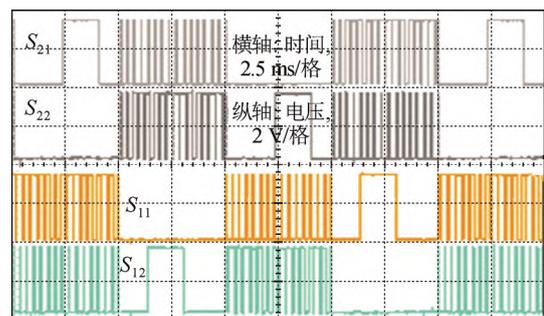
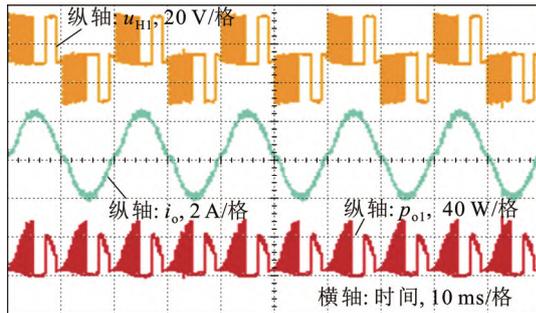
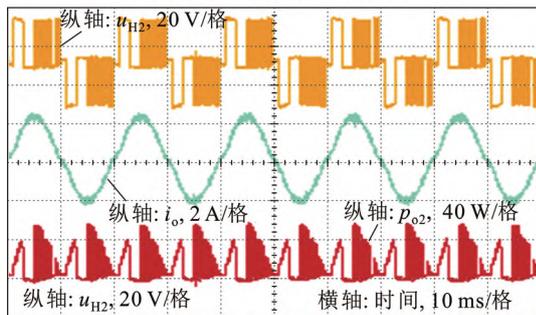


图 16 低压单元开关状态图

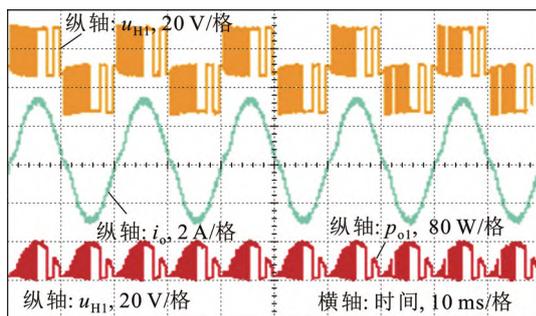
Fig.16 Switch state diagram of low-voltage cells



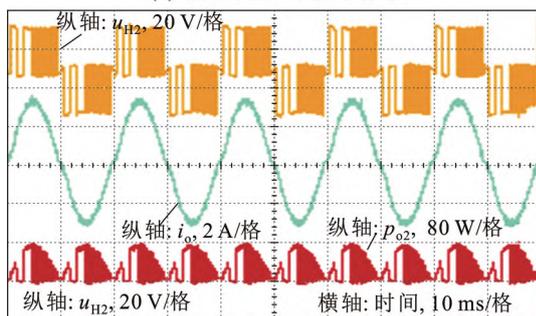
(a) 级联单元1的输出功率



(b) 级联单元2的输出功率

图 17 低压级联单元的输出功率( $M=0.65$ )Fig.17 Output power of low-voltage cascaded cells( $M=0.65$ )

(a) 级联单元1的输出功率



(b) 级联单元2的输出功率

图 18 低压级联单元的输出功率( $M=0.9$ )Fig.18 Output power of low-voltage cascaded cells( $M=0.9$ )

载波数量, 简化了控制复杂性, 实现了逆变器输出电压的倍频效果, 该调制策略对其他多电压单元的混合级联逆变器类似。

2) 分析了该拓扑低压单元功率均衡的条件, 提出了一种 1/4 周期循环调制的功率均衡控制法,

实现了半个输出电压周期输出功率均衡, 同时实现了级联单元内及单元间功率开关损耗一致。

## 参考文献 References

- [1] JAVIER P R, BERISTAIN J J A, HERNÁNDEZ L J H, et al. Hybrid modulation strategy for asymmetrical cascade H-bridge multilevel inverters[J]. IEEE Latin America Transactions, 2018, 16(6): 1623-1630.
- [2] 叶满园, 康力璇, 陈乐, 等. 级联多电平逆变器优化调制策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(11): 3612-3619.  
YE Manyuan, KANG Lixuan, CHEN Le, et al. Optimization of modulation strategy for cascaded multi-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(11): 3612-3619.
- [3] OMER P, KUMAR J, SURJAN B S. Comparison of multicarrier PWM techniques for cascaded H-bridge inverter[C]//IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics & Computer Science. Bhopal, India: IEEE, 2014: 1-6.
- [4] MANJREKAR M D, LIPO T A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications[C]//APEC'98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, USA: IEEE, 1998: 523-529.
- [5] MANJREKAR M D, STEIMER P K, LIPO T A. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3): 834-841.
- [6] 李宋, 叶满园. 混合级联多电平逆变器混合频率载波调制技术[J]. 高电压技术, 2015, 41(7): 2378-2383.  
LI Song, YE Manyuan. Hybrid frequency carrier modulation technique for hybrid cascade multi-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(7): 2378-2383.
- [7] REN L, GONG C Y, HE K Y, et al. A modified hybrid modulation scheme with even switch thermal distribution for H-bridge hybrid cascaded inverters[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(2): 261-268.
- [8] 叶满园, 康力璇, 潘涛. 混合 H 桥级联多电平逆变器改进 PD 调制策略[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(3): 71-78.  
YE Manyuan, KANG Lixuan, PAN Tao. Modified PD modulation strategy for hybrid cascaded multilevel inverters[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(3): 71-78.
- [9] 叶满园, 李宋. 混合级联多电平逆变器的改进混合调制技术[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(11): 39-44.  
YE Manyuan, LI Song. Improved hybrid modulation technique for hybrid cascade multi-level inverter[J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(11): 39-44.
- [10] 胡文华, 刘剑锋, 王小村. 一种混合级联 H 桥逆变器的倍频调制方法[J]. 电力电子技术, 2020, 54(4): 100-102.  
HU Wenhua, LIU Jianfeng, WANG Xiaochen. Double-frequency modulation for a hybrid cascaded H-bridge inverter[J]. Power Electronics, 2020, 54(4): 100-102.
- [11] 陈仲, 许亚明, 那显龙, 等. 级联型多电平逆变器输出电压循环分配的功率均衡控制及优化[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4): 1132-1142.  
CHEN Zhong, XU Yaming, NA Xianlong, et al. Power balance control and optimization methods with output voltage rotation for cascaded multilevel inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(4): 1132-1142.
- [12] KARASANI R R, BORGHATE V B, MESHRAM P M, et al. A three-phase hybrid cascaded modular multilevel inverter for renewable energy environment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,

32(2): 1070-1087.

- [13] 叶满园, 任 威, 李 宋, 等. CHB 多电平逆变器 PWM 调制优化及功率均衡控制策略[J]. 高电压技术, 2020, 46(11): 3800-3809.  
YE Manyuan, REN Wei, LI Song, et al. PWM modulation optimization and power balance control strategy of CHB multilevel inverter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3800-3809.
- [14] 陈 仲, 许亚明, 袁 涛. 一种基于载波层叠脉宽调制的倍频调制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(10): 2334-2344.  
CHEN Zhong, XU Yaming, YUAN Tao. A double frequency modulation method based on the level-shifted pulse width modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(10): 2334-2344.
- [15] 胡文华, 刘剑锋, 曹仁赢. 混合级联 H 桥十三电平逆变器的混合调制[J]. 电力电子技术, 2020, 54(3): 90-92.  
HU Wenhua, LIU Jianfeng, CAO Renying. Hybrid modulation of hybrid cascaded H-bridge thirteen-level inverter[J]. Power Electronics, 2020, 54(3): 90-92.
- [16] 许亚明, 陈 仲, 那显龙, 等. 基于载波重构的级联逆变器功率均衡调制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(12): 2831-2840.  
XU Yaming, CHEN Zhong, NA Xianlong, et al. Power balance modulation strategy based on carrier reconstruction for cascaded inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(12): 2831-2840.
- [17] YE M Y, CHEN L, KANG L X, et al. Hybrid multi-carrier PWM technique based on carrier reconstruction for cascaded H-bridge inverter[J]. IEEE Access, 2019, 7: 53152-53162.
- [18] 章勇高, 熊 健. 级联多电平 H 桥逆变器的同相层叠型 SPWM 脉冲分配方法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(7): 148-154.  
ZHANG Yonggao, XIONG Jian. Pulse distribution strategy for IPD-SPWM of cascaded multi-level H-bridge inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(7): 148-154.
- [19] 胡文华, 章超凡, 刘剑锋. 混合级联 H 桥的混合调制及功率平衡方法[J]. 高电压技术, 2020, 46(10): 3561-3568.  
HU Wenhua, ZHANG Chaofan, LIU Jianfeng. Hybrid modulation and power balance method for a hybrid cascaded H-bridge[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10): 3561-3568.
- [20] 胡文华, 刘剑锋. 双低压型混合级联逆变器的改进混合调制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(2): 7-13.  
HU Wenhua, LIU Jianfeng. Improved hybrid modulation for hybrid cascaded inverter with dual low-voltage cells[J]. Proceedings of the CSU-EPSS, 2020, 32(2): 7-13.



GU Jun

Ph.D.

Associate professor  
Corresponding author

顾 军(通信作者)

1978—, 男, 博士, 副教授, 硕导  
主要从事电力电子与电力传动方面的研究  
E-mail: jungu@qq.com



SONG Fei

宋 飞

1996—, 男, 硕士生  
主要从事电力电子与电力传动方面的研究  
E-mail: 1975751574@qq.com



LI Ping

Ph.D.

Associate professor

李 平

1981—, 男, 博士, 副教授, 硕导  
主要从事高电压与绝缘技术方面的研究  
E-mail: kunguoli@126.com



LI Dengkui

李登魁

1995—, 男, 硕士生  
主要从事电力电子与电力传动方面的研究  
E-mail: 1838350477@qq.com

收稿日期 2021-02-03 修回日期 2021-04-02 编辑 程子丰