DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.88 中图分类号：TM464 文献标志码：A

新能源制氢变换器直流侧单电压传感器控制策略

邓士超[1]，王 聪[1]，王 凡[1]，李 驰[2]
(1.申科科技集团有限公司，辛集 052360；2.清华大学电机工程与应用电子技术系，北京 100084)

摘要：传统级联H桥型变换器的H桥单元中配备大容值稳压电容和电压传感器，导致系统体积和硬件成本的增加。为了解决该问题，从级联H桥型变换器工作原理出发，具体分析电容的充放电状态以及电平倍增网络中电容电压的自平衡控制原理，提出了一种单直流侧传感器控制策略。在该控制策略中仅需要一个电压传感器来检测第一个H桥单元的直流侧电压，后续H桥单元直流侧电压便会自动均衡为前一个H桥单元电容电压的一半。与传统控制策略相比，所提控制策略有效地减少了直流侧所需电压传感器的数量，提高了系统功率密度，并且省略了传统控制中的电压均衡控制部分，降低了控制复杂度。最后，通过仿真和实验证实了所提控制策略的有效性。

关键词：级联H桥型制氢变换器；电平倍增网络；直流侧单传感器控制；电容电压均衡

Single Voltage Sensor Control Strategy for DC Side of Renewable Energy Hydrogen Converter

DENG Shichao[1], WANG Cong[1], WANG Fan[1], LI Chi[2]
(1. Shenke Technology Group Co., Ltd., Xinji 052360, China; 2. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In conventional cascaded H-bridge converters, each unit contains large-value capacitors and voltage sensors, which increases system size and cost. The operation of these converters is examined, with a comprehensive analysis conducted on the capacitor charge/discharge cycle and its self-balancing voltage control in the level-doubling network. A single DC-side transducer control strategy is introduced, which uses a single transducer to monitor the voltage of the first H-bridge cell and automatically balances the voltage of the subsequent cells to half the capacitor voltage of the previous cell. This strategy reduces the number of voltage sensors, simplifies the control, and increases the power density of the system. The effectiveness of this approach is demonstrated through simulation and experimentation.

Keywords: Cascaded H-bridge hydrogen converter; level-doubling network; DC-side single voltage sensor control; capacitive voltage equalization

在全球能源转型和碳中和目标推动下，氢气作为清洁能源的重要载体，其生产技术进步至关重要[1-3]。由于电解槽需直流供电，因此在采用交流母线结构时选择合适的AC-DC变换器成为核心环节。此类变换器需满足的指标为：具备充足的降压能力，输出稳定的直流电压；电路的转换效率与运行可靠性优异，且输出电流纹波低，以延长电解槽的使用寿命[4]。在众多制氢变换器中，级联H桥型CHB(cascaded H-bridge)变换器因具有模块化、低电压应力及输出波形质量高等优点，成为连接清洁能源与绿色氢气生产的关键桥梁[5]。该变换器能够有效地将高压交流电转换为低压直流电，以提高能量

收稿日期：2024-04-12；**修回日期：**2024-05-07；**录用日期：**2024-05-17；**网络首发日期：**2025-04-14
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2022YFB4202200)
This work is supported by the National Key R&D Program of China under grant 2022YFB4202200

利用率和电解过程的稳定性，从而增加氢气产量和纯度。此外，各 H 桥单元间的独立控制使得系统在单个模块故障时仍可以维持整体系统的稳定性，从而显著提高系统的可靠性。相较于目前其他技术方案，如晶闸管和 IGBT+Buck 等，CHB 结构因具有快速动态响应能力和模块化结构，可适用于大型制氢系统[6]。

在实际 CHB 制氢系统设计中，直流侧 H 桥单元数量的选择应基于系统所需的最大输出电压和电流来确定[7]。通过增加级联单元的数量可以提升系统的电压和电流输出能力，更好地适应大规模绿色氢气生产的需求。这种模块化的配置方法使得系统能够灵活应对各种操作条件，确保在不同生产规模和技术需求下都能维持高效且稳定的性能。

然而，随着 H 桥单元数量增加，模块间开关损耗和调制延迟的不同会导致直流侧电容电压失衡，进而影响变换器的正常运行。因此，保持子模块电容电压均衡成为确保变换器可靠运行的关键[8]。为维持各 H 桥模块电容电压均衡，在控制方案中为每个 H 桥单元配备传感器进行单独电压采样和控制，该控制策略虽有效地维持了电容电压均衡，但也增加了所需传感器数量，不仅提升了系统控制复杂度，同时增大了系统体积，降低了运行可靠性。对此，文献[9]提出单电平检测法，在交流侧连接一个传感器并检测其输出电平，当模块输出单电平时控制相应 H 桥单元电压，但该方案精度不足且计算量大；文献[10-11]基于变换器开关状态估计电容电压，通过观察电容接通或断开后的电压变化进行估算，虽然该方法计算精度高，但算法复杂，增加了系统计算负担；文献[12]提出了单传感器单周期控制策略，但是该控制策略复杂，需要大量的计算资源和较高的实时性，并且在处理快速动态变化的负载时可能会面临稳定性问题。

针对上述问题，本文通过分析电容的充放电模态，利用级联 H 桥电平倍增原理，提出一种新型直流侧单电压传感器控制策略。此策略通过控制第一个 H 桥的电压可以有效实现直流侧各 H 桥单元电容电压的稳定及均衡，该控制策略具有结构简单、精度高且计算需求低等优点。

1　CHB 制氢变换器工作原理

1.1　数学模型

三相级联 H 桥型制氢变换器本质上是单相系统的直接扩展，其控制策略在基本原理上与单相系统相同，因此本文以单相系统为例进行介绍。图 1 为单相 CHB 变换器制氢系统拓扑结构，直流侧由 N 个完全一致的 H 桥单元级联，每个 H 桥单元直流侧有独立的悬浮电容 $C_1,C_2,\cdots,C_N$ 用于稳定直流侧电压波动，同时从电网吸收有功功率为系统运行提供能量。图中：$i_{\mathrm{dc},j}$ 为第 j (j=1, 2,⋯, N)个 H 桥单元的直流侧输出电流；$u_{\mathrm{dc},j}$ 为第 j 个 H 桥单元直流侧电容电压；C_j 为第 j 个 H 桥单元直流侧电容；$u_{\mathrm{ac},j}$ 为第 j 个 H 桥单元的交流侧电压；u_{ac} 为 CHB 交流侧总输入电压；u_{g} 为电网电压；i_{s} 为网侧电流。直流侧负载采用质子交换膜 PEM(proton exchange membrane)电解槽。

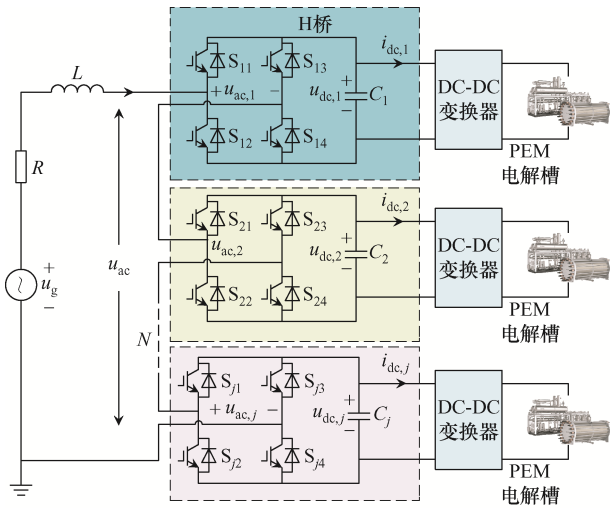


图 1　基于单相 CHB 变换器的电解水制氢系统

Fig. 1 Hydrogen production system based on single-phase CHB converter for electrolysis of water

当所有 H 桥单元的电容相同时，根据直流侧基尔霍夫电流定律和交流侧基尔霍夫电压定律可知，CHB 制氢变换器的数学模型可以表示为

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{s}}}{\mathrm{d}t}=u_{\mathrm{g}}-Ri_{\mathrm{s}}-u_{\mathrm{ac}} \\ u_{\mathrm{ac}}=\displaystyle\sum_{j=1}^{N}f_j u_{\mathrm{dc},j} \end{cases} \tag{1}$$

式中，f_j为开关函数。

1.2 传统电压控制方法 CHB 变换器的传统整体控制框图

图 2 为 CHB 变换器的传统整体控制框图，包括 3 部分控制，分别为直流侧总电容电压稳定控制、电流内环控制、电压矢量重构均衡控制[13]，其中直流侧总电容电压稳定是 CHB 变换器稳定工作的基础。图中左半部分为直流侧总电容电压稳定控制框图，从图中可知该策略通过电压传感器实时测量电容电压并与预设电压基准比较，差值输入比例积分 PI(proportionalintegral)控制器得到有功电流参考值 $I_{\mathrm{d,ref}}$，此参考电流与电网相角正弦值相乘，得到电流内环控制参考值 $i^*_{\mathrm{cp,ref}}$，电流内环控制使用基于瞬时无功功率理论的电流检测方法以确保电流保持良好的正弦度。

图 2 的右半部分为电压矢量重构均衡控制框图。该方法将全部 H 桥单元的直流侧电容电压平均值作为电压参考，将各 H 桥单元经过低通滤波器 LPF(low-pass filter)处理后的电容电压实际值作为反馈值，以此来控制各 H 桥单元的直流侧电容电压，使其稳定在平均值附近。其中，采用传统的 PI 控制器来放大并调节误差信号输出与电流调节量相乘后得到调制波调整量$\Delta u_{\mathrm{ref},j}$，将此调制波与电流内环控制器输出的调制波相加得到修正后

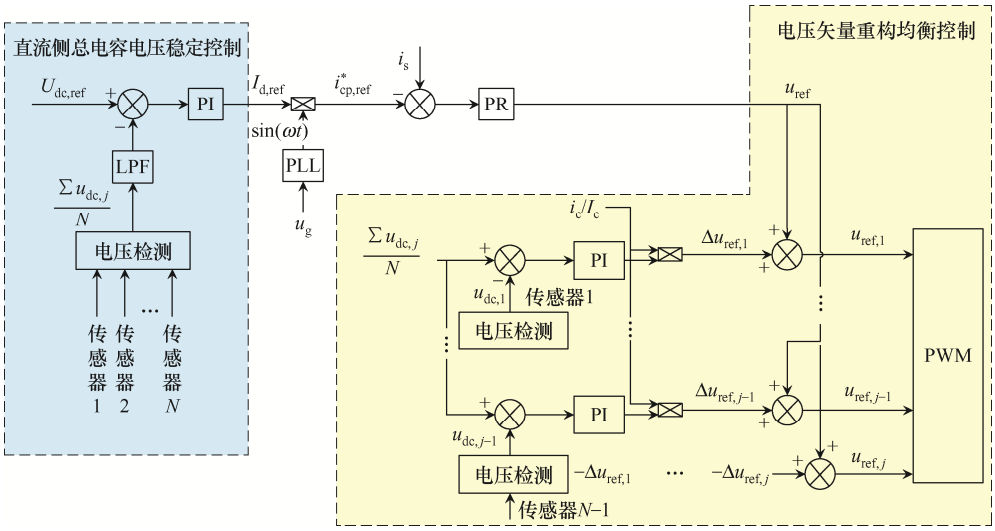


图 2 CHB 变换器的传统整体控制框图

Fig. 2 Traditional overall control block diagram of the CHB converter

的调制波 $u_{\mathrm{ref},j}$，并生成驱动脉冲控制开关器件导通与关断，实现直流侧 H 桥单元间的电容电压均衡控制。

由上述 CHB 变换器传统控制策略的分析可知，每个 H 桥单元都必须配备单独的电压传感器来进行监测和控制，不仅增加了系统的设计复杂度，还增加了额外的运行和维护成本。此外，每个传感器收集的数据均需进行实时处理和分析，对控制系统的计算能力提出了较高的要求。因此，在处理众多 H 桥单元时，传统控制策略存在局限性。

为解决上述问题，本文提出了一种新型电容电压控制策略，该策略仅通过控制第一个 H 桥电容电压就可以使剩余 H 桥单元的电容电压自动平衡到上一个电容电压的一半。这种控制策略不仅简化了整体的控制架构，还显著减少了对传感器的需求，降低了数据处理的负担，提升了系统的运行效率和响应速度。

2 直流侧单电压传感器控制

本文提出的单电压传感器控制策略是基于级联 H 桥电平倍增网络[14]LDN(level-doubling network)实现的，旨在有效控制直流侧电容电压的稳定，并在实现 H 桥电容电压均衡的前提下，减少直流侧传感器的数量，提高系统稳定性。

2.1 级联 H 桥 LDN

级联 H 桥 LDN 基本单元是半桥结构，其直流链路由浮动电容构成，在该拓扑中，各 H 桥模块间的直流侧电压关系为 $u_{C_N}=ku_{C_{N+1}}$，为提高分析的简便性，在本文中设置 k 为 1/2。这种拓扑的特点在于在没有任何闭环控制的情况下，直流侧电容电压能加倍并收敛到所需的稳态电压。由于半桥 LDN 存在一些局限性，因此后续发展出了全桥 LDN，其拓扑结构如图 3 所示。图中有 j–1 个 H 桥单元，从上到下的电容电压分别为 $2^N u_{dc}$、$2^{N-1}u_{dc}$、…、$2^{N-j-1}u_{dc}$，其在开环和闭环条件下电容电压均能达到自平衡，且不依赖任何电压传感器。

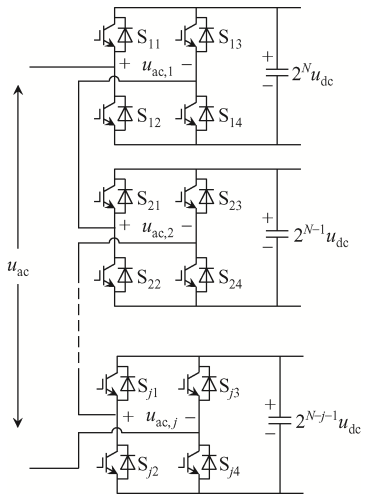


图 3　LDN 拓扑结构

Fig. 3 Topology of LDN

为分析简便，以 2 个级联 H 桥为例对其工作原理进行说明，拓扑如图 4 所示，该电路的 9 种开关状态见表 1。同时对不同状态下的开关通路进行分析，可以得到电容的充放电状态。

为直观看出电容的充放电状态，对不同状态下的开关通路进行分析，图 5 为正半周期时每种开关状态下的电路等效示意图，负半周和正半周方向反向，不再赘叙。表 1 中状态 3、7 的电容连接直流源，进行充电；状态 1、4、6、9 的电容连接负载，进行放电；状态 2、5、8 为电路冗余状态，电容既不充电也不放电。保持电容电压稳定的关键在于电容的充放电平衡，同时充分利用电路中的冗余状态。

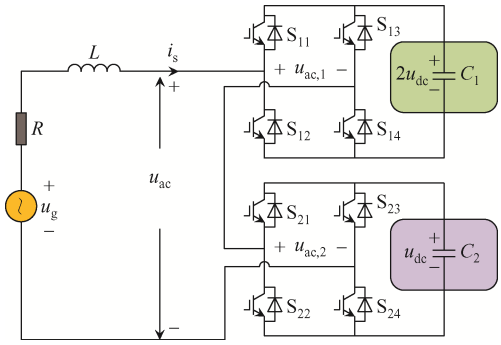


图 4　五电平级联 H 桥 LDN

Fig. 4 Five-level cascaded H-bridge LDN

表 1　开关状态

Tab. 1 Switching state

状态	S_{11}	S_{13}	S_{21}	S_{23}	$u_{dc,1}$	C_1
1	1	0	1	0	U_C	放电
2	1	0	1	1	0	不充不放
3	1	0	0	1	$-U_C$	充电
4	1	1	1	0	$+U_C$	放电
5	1	1	1	1	0	不充不放
6	0	0	0	1	$-U_C$	放电
7	0	1	1	0	$+U_C$	充电
8	0	1	0	0	0	不充不放
9	0	1	0	1	$-U_C$	放电

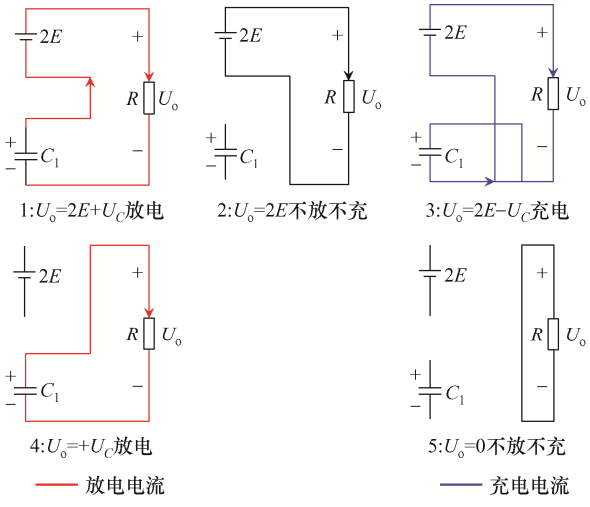


图 5　各开关状态下等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit for each switching state

图 6 所示为 2 个 H 桥单元级联时的调制电压、交流侧电流以及直流侧电容电压的波形，利用该图对电容实现充放电平衡的原理进行说明。

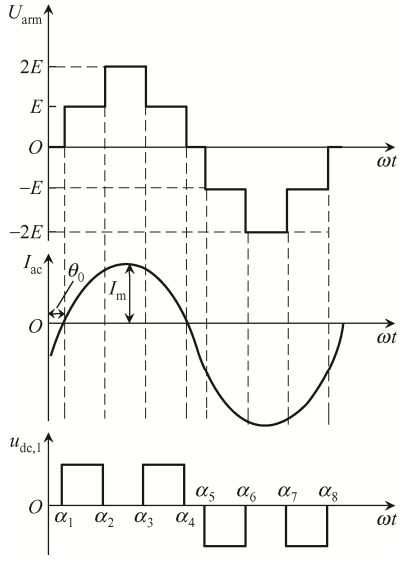


图 6 调制电压、交流侧电流、直流侧电容电压

Fig. 6 Modulation voltage, current of AC side, capacitor voltage of DC side

在正半周中电容电压为

$$\begin{aligned}U^+=&\int_0^{\pi}U_C I_s\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)=\\&I_s[\int_0^{\alpha_1}0\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}E\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_2}^{\alpha_3}0\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_3}^{\alpha_4}E\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_4}^{\pi}0\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)]=\\&EI_s[\cos(\alpha_1-\theta_0)-\cos(\alpha_2-\theta_0)+\\&\cos(\alpha_3-\theta_0)+\cos(\alpha_4-\theta_0)]\end{aligned}\tag{2}$$

在负半周中电容电压为

$$\begin{aligned}U^-=&\int_{\pi}^{2\pi}U_C I_s\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)=\\&I_s[\int_{\alpha_4}^{\alpha_5}0\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_5}^{\alpha_6}E\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_6}^{\alpha_7}0\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_7}^{\alpha_8}E\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)+\\&\int_{\alpha_8}^{2\pi}0\times\sin(\omega t-\theta_0)\mathrm{d}(\omega t)]=\\&EI_s[\cos(\alpha_5-\theta_0)-\cos(\alpha_6-\theta_0)+\\&\cos(\alpha_7-\theta_0)+\cos(\alpha_8-\theta_0)]\end{aligned}\tag{3}$$

式中：I_s 为网侧电流的峰值；θ_0 为相角；U_C 为直流侧电容电压；α_x 为不同阶段对应的角度，x=1, 2, …, 8。

各角度之间满足的关系为

$$\begin{cases}\alpha_5=\pi+\alpha_1\\\alpha_6=\pi+\alpha_2\\\alpha_7=\pi+\alpha_3\\\alpha_8=\pi+\alpha_4\end{cases}\tag{4}$$

由式(4)可推出 $U^+=-U^-$，即电容电压在 1 个周期内保持能量平衡及稳定状态。这种自平衡主要依赖电容器充放电时间的对称性，因此该方案均适用于三相或者单相系统，即使在电网畸变或三相不对称的条件下也能有效实现。本文所用调制波如图 7 所示，图中 C_{r1}~C_{r4} 为 4 组同相层叠三角载波，U_{ref} 为正弦调制参考波。根据表 1 中的充放电状态得到相应的逻辑控制框图如图 8 所示。

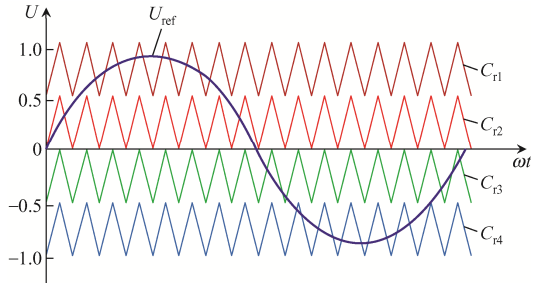


图 7 调制波

Fig. 7 Modulation wave

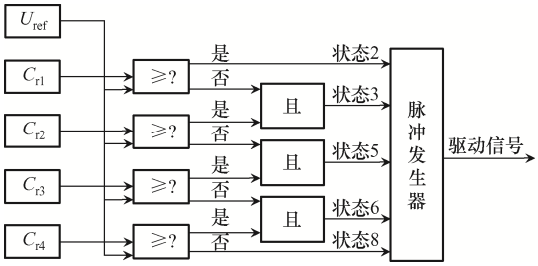


图 8 逻辑控制框图

Fig. 8 Logic control block diagram

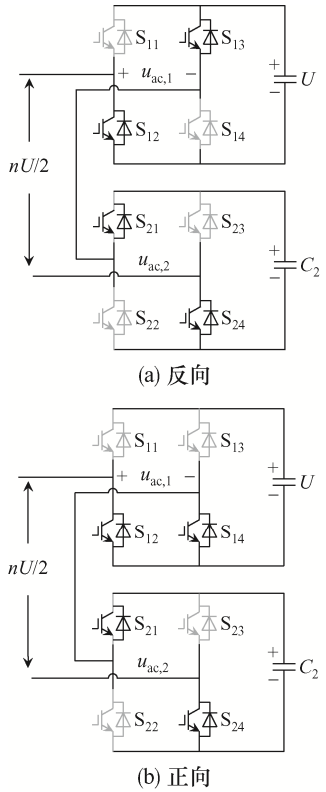
下面介绍 LDN 中直流侧电容如何在不加闭环的情况下稳定到其期望电压，图 9 为交流侧输入电压为 $\pm nU/2$ 的电路工作原理示意图，n 为奇数。假设输出电流和电压波形具有半波对称性且忽略稳态输出电流直流分量，则流过电容 C_2 的电流可以表示为

$$i_{C_2-}=\frac{\dfrac{nU}{2}+U-U_{C_2}-e}{z}\tag{5}$$

$$i_{C_2+}=\frac{\frac{n}{2}U+U_{C_2}-e}{z} \tag{6}$$

式中：U 为直流侧电压；n 为级联数；U_{C_2} 为第 2 个 H 桥单元的直流侧电容电压；z 为回路阻抗；e 为网侧电压。

式(5)为图 9(a)中流过电容 C_2 的电流表达式，式(6)为图 9(b)中流过电容 C_2 的电流表达式。



(a) 反向

(b) 正向

图 9　级联 H 桥 LDN 等效电路

Fig. 9 Equivalent circuit of cascaded H-bridge LDN

假设这 2 个电平的时间为 T,则在这段时间内，电容 C_2 吸收和释放的电荷总量为

$$Q=(-i_{C_2-}+-i_{C_2+})\cdot T=\left(-\frac{\frac{nU}{2}+U-U_{C_2}-e}{z}+-\frac{\frac{nU}{2}+U_{C_2}-e}{z}\right)\cdot$$

$$T=\left(\frac{2U_{C_2}-U}{z}\right)\cdot T \tag{7}$$

由式(7)可知，当 $2U_{C_2}>U$ 时，电容放电，电压降低；当 $2U_{C_2}<U$ 时，电容充电，电压上升。由于稳态时输出电流具有半波对称性，因此电路稳态情况下为 $2U_{C_2}=U$，电容电压为直流源电压的 1/2。

2.2　单直流侧电压传感器控制策略

图 10 为本文所提控制策略的整体控制框图，在电压控制环路中仅需一个电压传感器监控第一个 H 桥的直流侧电容电压 U_{C_1}。U_{C_2} 将自动稳定在 U_{C_1} 的 1/2，此策略省去了额外的传感器和电压矢量重构环节，简化了系统控制结构，提高了系统运行的可靠性。

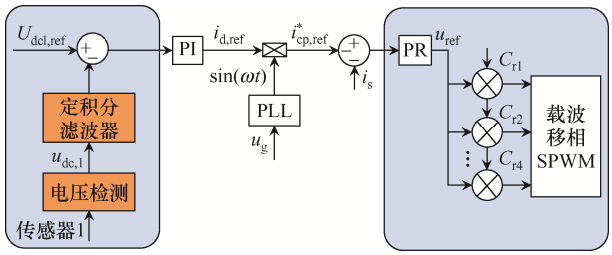


图 10　单电压传感器方案系统控制框图

Fig. 10 System control block diagram for single voltage sensor scheme

3　仿真结果

为了进一步验证本文中所提的直流侧单电压传感器控制策略的有效性，在 MATLAB/Simulink 中对 2 个 H 桥单元级联的变换器进行仿真验证。在仿真中，参数设置为：电网电压 380 V，开关频率 10 kHz，网侧滤波电感 2.5 mH，负载 50 Ω，直流侧电容值 470 μF。

图 11 为本文所提控制策略下 2 个 H 桥单元的直流侧电容电压，从图中可知，U_{C_1} 稳定在 450 V，U_{C_2} 稳定在 U_{C_1} 的 1/2，为 225 V，与理论分析一致。图 12 为 CHB 变换器调制电压波形，当直流侧有 2 个 H 桥单元级联时，最多输出 7 个不同电压等级的电平，为简化控制策略和降低系统对调制度的要求，本文最终选择五电平状态。

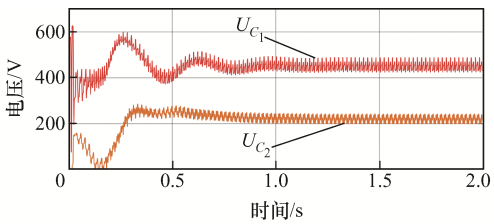


图 11　电容电压

Fig. 11 Capacitor voltage

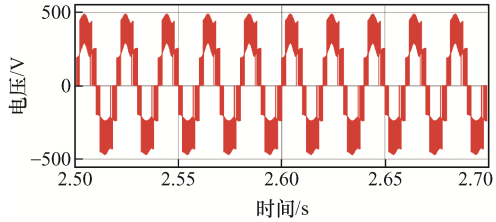


图 12 调制电压

Fig. 12 Modulation Voltage

图 13 和图 14 分别为系统稳定运行后的网侧电流及其快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，从图中可以看出，在本文所提策略控制下，网侧电流正弦度良好，总谐波失真 THD(total harmonic distortion)为 2.45%，小于 5.00%，符合 IEEE 519—2022 的规定，满足谐波含量标准。

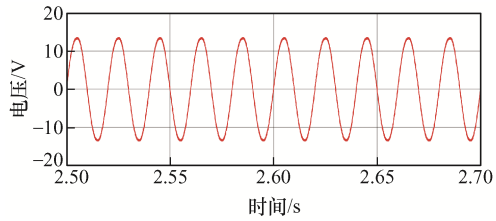


图 13 网侧电流

Fig. 13 Grid-side current

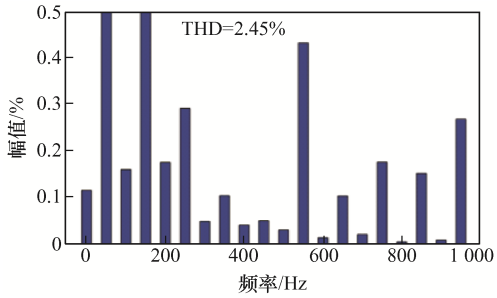


图 14 网侧电流 FFT 分析

Fig. 14 FFT analysis of grid-side current

4 实验结果

为进一步验证所提策略的有效性，本文搭建了一个功率为 1 kW、直流侧级联了 2 个 H 桥单元的 CHB 变换器实验平台。在该平台上，对传统控制策略与直流侧单电压传感器控制策略进行对比实验。实验参数设置为：电网电压的有效值 110 V，滤波电感 2.5 mH，直流侧电容 470 μF。

图 15 为传统控制策略下的网侧电压、电流与 2 个直流侧电容电压的实验波形。在此策略中，2 个直流侧电容电压均稳定在约 83 V。图 16 所示网侧电流 THD 为 4.01%，低于 5.00%的标准要求。

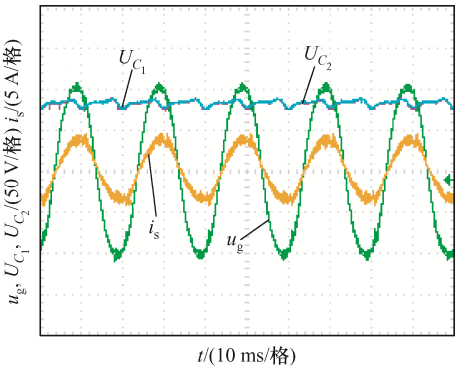


图 15 传统控制策略下网侧电压、电流和电容电压

Fig. 15 Grid voltage, grid current and capacitor voltage under traditional control slrategy

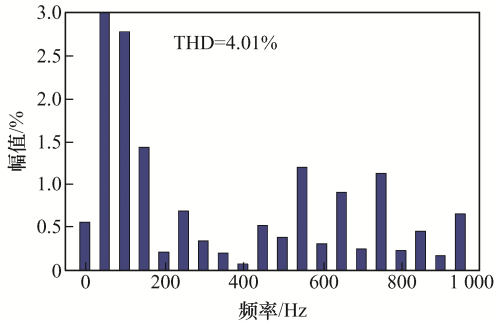


图 16 网侧电流 THD

Fig. 16 THD of grid current

CHB 变换器传统多电压传感器控制模式中依赖多个电压传感器实现稳定控制，图 17 为系统中某一个传感器失效时的系统状态，单个传感器失效后会导致整个变换器系统运行中断，电路迅速失控，电容电压急剧升高、闭环控制机制失效。因此，为提高电路的稳定性和可靠性，优化控制策略、减少系统对传感器的依赖是至关重要的。

图 18 为所提控制策略下的网侧电压、电流及 2 个直流侧电容电压波形。网侧电流与电压相位相同，系统运行稳定。系统使用单一传感器时，2 个直流侧电容电压可以分别稳定在 140 V 和 70 V，与理论分析一致。并且，此时网侧电流总谐波畸变率

为 3.76%，低于 5.00%的标准要求，如图 19 所示。图 20 为系统负载突变下的动态响应，为验证所提控制策略的动态响应速度，本文进行了负载切换实验，从 500 Ω 切换至 25 Ω。当负载突变时，网侧电流变大，直流侧电容电压短暂下降后在 75 ms 内恢复。因此，所提方案具有快速动态响应能力和抗扰动性。

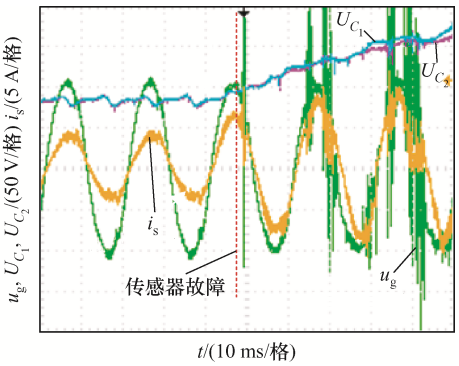


图 17　传感器故障下的输出波形

Fig. 17 Output waveform under sensor fault

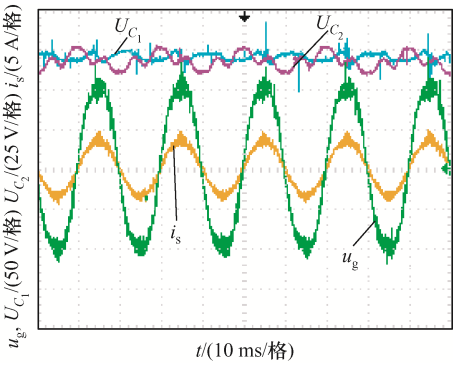


图 18　电网电压、电流和电容电压

Fig. 18 Grid voltage, current and capacitor voltage

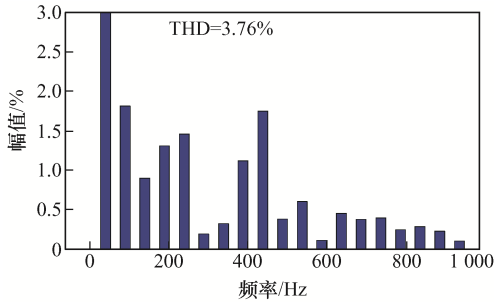


图 19　网侧电流 FFT 分析

Fig. 19 FFT analysis of grid-side current

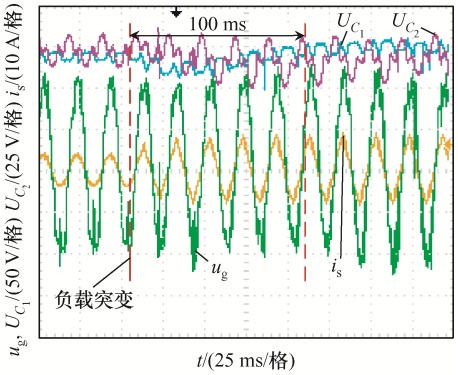


图 20　系统负载突变下的动态响应

Fig. 20 Dynamic response of the system under sudden load change

5　结语

本文针对级联 H 桥型制氢变换器提出了一种直流侧单电压传感器控制方法。与传统多传感器控制方法相比，本文提出的新策略通过融合级联 H 桥电平倍增网络中的电容器电压自平衡控制方法，实现了直流侧单电压传感器控制。新策略减少了直流侧传感器的数量，并简化了系统控制环节。当传感器失效时，直流侧电容电压仍能实现自平衡，系统仍能保持稳定运行，提高了级联 H 桥型制氢变换器的容错能力。此外，本文所提控制策略采用了定积分滤波器，提高了系统的动态响应速度。仿真和实验结果证明了直流侧单传感器控制方案的有效性。

参考文献：

[1] Castelvecchi D. How the hydrogen revolution can help save the planet—and how it can't [J]. Nature, 2022, 611(7936): 440-443.

[2] 孙浩，吴维宁，陈丽杰，等. 新能源电解水制氢技术发展研究综述[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 128-141.
Sun Hao, Wu Weining, Chen Lijie, et al. Review on development of renewable electrolytic water hydrogen production technologies [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 128-141. (in Chinese)

[3] 张理，韩民晓，范溢文. 多相堆叠交错并联制氢变换器控制策略与特性分析[J]. 电工技术学报，2023，38(2):

485-495.
Zhang Li, Han Minxiao, Fan Yiwen. Control strategy and characteristic analysis of multi-phase stacked interleaved buck converter for hydrogen production [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 485-495. (in Chinese)

[4] 郭小强, 魏玉鹏, 万燕鸣, 等. 新能源制氢电力电子变换器综述[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(20)：185-199.
Guo Xiaoqiang, Wei Yupeng, Wan Yanming, et al. Review on power electronic converters for producing hydrogen from renewable energy sources [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(20): 185-199. (in Chinese)

[5] 赵涛, 张兴, 毛旺, 等. 基于无功补偿的级联 H 桥光伏逆变器功率不平衡控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17)：5076-5085.
Zhao Tao, Zhang Xing, Mao Wang, et al. Control strategy for cascaded H-bridge photovoltaic inverter under unbalanced power conditions based on reactive compensation [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5076-5085. (in Chinese)

[6] Ramos E R, Leyva R, G Farivar G, et al. Incremental passivity control in multilevel cascaded H-bridge converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8766-8778.

[7] Li Yidan, Wu Bin. A novel DC voltage detection technique in the CHB inverter-based STATCOM [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2008, 23(3): 1613-1619.

[8] Farivar G, Agelidis V G, Hredzak B. A generalized capacitors voltage estimation scheme for multilevel converters [C]// 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications. Lappeenranta, Finland, 2014: 1-5.

[9] Farivar G, Hredzak B, Agelidis V G. A DC-side sensorless cascaded H-bridge multilevel converter-based photovoltaic system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4233-4241.

[10] Sreeraj E S, Chatterjee K, Bandyopadhyay S. One-cycle-controlled single-stage single-phase voltage-sensorless grid-connected PV system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 1216-1224.

[11] 曹武, 江楠, 刘康礼, 等. 改进谐波分次检测结合集中电流环的 APF 谐波独立控制实现[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3)：387-396.
Cao Wu, Jiang Nan, Liu Kangli, et al. An improved control structure consisting of selective harmonic detection and centralized current loop for the independent harmonic control and implementation of APF [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 387-396. (in Chinese)

[12] 余攀, 瞿李锋, 杨泽洲, 等. 级联 H 桥混合型有源电力滤波器直流电压控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16)：4866-4875.
Yu Pan, Qu Lifeng, Yang Zezhou, et al. Improved DC voltage control method for H-bridge-based hybrid active power filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4866-4875. (in Chinese)

[13] Liu Bi, Song Wensheng, Li Yunwei, et al. Performance improvement of DC capacitor voltage balancing control for cascaded H-bridge multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3354-3366.

[14] Hammami M, Grandi G. Input current and voltage ripple analysis in LDN cells for H-bridge multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8414-8423.



邓士超

作者简介：

邓士超(1987—)，男，硕士，工程师。研究方向：电子电气工程。E-mail：dengshichao@snkgroup.cn。

王聪(1986—)，男，硕士研究生，工程师。研究方向：电子电气工程。E-mail：wangcong@snkgroup.cn。

王凡(1995—)，女，通信作者，硕士研究生，工程师。研究方向：电子电气工程。E-mail：wangfan@snkgroup.cn。

李驰(1990—)，男，博士研究生，副研究员。研究方向：电子电气工程。E-mail：chi.li.2014@ieee.or。

(责任编辑：孙美菊)