DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.45 中图分类号：TM46 文献标志码：A

应用于中压直流系统的零电流开关中频直流变换器

丁明进[1]，杜文珍[2]，侯鹏飞[3](中国电源学会学生会员)，
陈 武[3](中国电源学会高级会员)
(1.国电南京自动化股份有限公司，南京 210000；2.中国华电集团有限公司生技部，北京 100032；
3.东南大学电气工程学院，南京 210096)

摘要：直流变换器是中压直流汇集系统的核心组件，承担着升压、隔离及电能传输等重要任务。提出了1种创新的半桥型零电流软开关中频变换器，该变换器利用辅助变压器，通过2个半桥电路共享2个开关器件实现设计。变换器采用混频调制策略，使主电路运行于中频状态，承担主要的功率传输任务，而辅助电路则借助高频斩波控制技术，起到对电路的功率和电压进行调节的作用。通过合理的参数配置，确保了中频开关器件能在全负载范围内实现零电流开关，从而大幅度减少了开关损耗，提升了系统整体效率。详细介绍了变换器的工作原理并分析关键参数的设计方法，最后制作1套240 V/ 3 000 V/7 200 W原理样机对所提变换器的性能进行验证。

关键词：中压直流汇集；直流变换器；混频调制；双变压器；零电流开关

Zero-current Switching Medium-frequency DC-DC Converter Applied to Medium-voltage DC System

DING Mingjin[1], DU Wenzhen[2], HOU Pengfei[3], *Student Member*, *CPSS*, CHEN Wu[3], *Senior Member*, *CPSS*
(1. Guodian Nanjing Automation Corporation, Nanjing 210000, China; 2. Biotechnology Department, China Huadian Corporation, Beijing 100032, China; 3. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The DC-DC converter serves as a core component in medium-voltage DC collection systems, undertaking crucial tasks such as voltage boosting, isolation and power transmission. An innovative half-bridge zero-current soft-switching medium-frequency converter is proposed, which utilizes an auxiliary transformer and is designed through the sharing of two switching devices by two half-bridge circuits. This converter employs a mixed-frequency modulation strategy, enabling the main circuit to operate in a medium-frequency state to undertake the primary power transmission tasks. Meanwhile, the auxiliary circuit utilizes the high-frequency chopping control technology to regulate the circuit's power and voltage. Through a reasonable parameter configuration, the medium-frequency switching devices are ensured to achieve zero-current switching across the full-load range, thereby significantly reducing the switching losses and enhancing the system's overall efficiency. The working principle for the converter is introduced in detail, and the design method for key parameters is analyzed. Finally, a 240 V/3 000 V/7 200 W prototype was developed to verify the performance of the proposed converter.

Keywords: Medium-voltage DC collection; DC-DC converter; mixed-frequency modulation; dual transformers; zero-current switching

随着能源短缺、气候变暖及环境污染问题的日益严峻，新能源已成为全球瞩目的焦点，其应用范围正迅速拓展。根据《中国电力行业年度发展报告2023》[1]中的预测数据，到2030年，我国的电力系统将进入中期转型的关键时期，电力行业将显著加快绿色低碳转型的步伐。届时，非化石能源发电

收稿日期：2024-08-27；**修回日期：**2024-10-28；**录用日期：**2024-11-11；**网络首发日期：**2024-12-04

装机容量预计将占到约 60%，其发电量占比也将接近 50%，并且非化石能源发电量的增长将占据全社会用电量增长的约 90%。在这样的背景下，新能源的整合与传输技术显得尤为重要。在新能源发电体系中，中压直流 MVDC(medium-voltage direct current)汇集技术被视为未来发展的主要方向。事实上，早在 2016 年，我国国家重点研发计划智能电网专项就已经开始关注并启动了“大型光伏电站直流升压汇集接入关键技术及设备”的研究项目。对于中压直流汇集系统来说，大功率、高升压比的直流变换器是其核心设备，对于新能源的有效整合与传输发挥着至关重要的作用[2]。

目前，国内外专家学者已针对这一应用场景探索了多种直流变换器拓扑结构，依据是否具备电气隔离特性，可将其划分为非隔离型与隔离型 2 大类。Zhan 等[3]设计了 1 种适用于海上风电直流汇集输电系统的 Buck-Boost 变换器，该变换器能够依据传输功率、开关频率及电感的不同，在电感电流连续模式与断续模式间灵活切换，并具备功率双向传输的能力。然而，变换器中的开关器件需承受较高的电压应力，每个半导体器件均需通过多个器件串联组成，对器件的均压控制提出了严峻挑战。文献[4]介绍了 1 种采用晶闸管器件的谐振变换器，通过调控晶闸管的工作频率来调节功率，并利用电感与电容的谐振效应来关断晶闸管。但在此变换器中，低压侧的开关器件需承受等于输出电压的电压应力，且需配置大量高压谐振电容。此外，变换器在整个负载范围内的开关频率波动较大，增加了滤波器设计的难度。

非隔离型拓扑结构因其无法实现发电端与母线端的电气隔离，且所需无源滤波元件及半导体器件数量较多、绝缘耐压要求高，故在中高压直流电网中的应用受到限制[5]。相比之下，隔离型直流变换器凭借变压器轻松实现电气隔离与电压转换，一直是研究的热点。

Abu Bakar Siddique 等[6]针对光伏中压直流汇集的应用场景，提出了采用三相双有源桥 DAB (dual active bridge)变换器的方案，该方案具备易于实现软开关、控制策略灵活简便、支持功率双向传输等优势。然而，由于 MVDC 母线电压高达数十千伏，三相 DAB 变换器的中压侧需串联多个 IGBT 或 IGCT 以满足要求，不仅增加了开关器件的成本，还带来了串联均压的问题。为解决此问题，可采取低压侧并联、中压侧串联的变换器模块组合方案，以降低器件应力并简化大功率高频变压器的设计难度[7]。此外，还可将其他拓扑结构进行模块化整合，如文献[8]通过对比移相全桥、LCC 谐振变换器和LLC谐振变换器在模块化、效率、成本、体积等方面的表现，选择了易于实现零电压开关ZVS(zero-voltage switching)的LLC谐振变换器作为串并联组合系统的子模块，并成功应用于海上全直流风电场。

值得注意的是，目前 IGBT 仍是中高压、大功率领域的主要功率器件，实现其零电流开关 ZCS(zero-current switching)对于降低开关损耗、提升效率具有重要意义[9]。Park 等[10]提出了 1 种由双全桥构成的零电流开关变换器，其中主全桥电路采用开环运行，辅助全桥电路则通过 PWM 斩波进行闭环控制，整个变换器工作在电流断续模式，从而实现了主全桥电路中 4 个主开关管的 ZCS 开通与关断。但该变换器使用了 2 个全桥，开关管数量较多，且中压侧包含滤波电感，存在严重的绝缘问题。借鉴元件复用理论与方法[11]，将 2 个全桥电路进行复用，形成了 1 种复用桥臂组合型 ZCS 全桥变换器[12]，减少了 2 个开关管，实现了主电路 4 个开关管的零电流开通与关断，同时 2 个辅助开关管实现零电压开通与关断，并去除了高压侧的滤波电感，解决了高压电感绝缘问题。随着新能源发电单元电压与功率的提升，系统对 MV DC-DC 变换器新能源侧开关管的电压应力要求也随之提高，如光伏发电电压已从 1 000 V 提升至 1 500 V 乃至 2 000 V。而多电平电路能够显著降低开关器件的电压应力，结合三电平结构，文献[13]提出了 1 种谐振 ZCS 三电平变换器，将开关器件的电压应力降低至输入电压的 1/2，便于器件选择。但在辅助电路中压侧续流期间，其不向二次侧传递能量，增加了无用的开

关管导通损耗。为此，文献[14]提出了 1 种适用于新能源中压直流汇集的无环流 ZCS 三电平谐振式复合全桥变换器。该变换器利用 LC 谐振技术有效降低电流峰值，并实现辅助开关管的关断电流低于其峰值电流，有助于降低关断损耗，同时去除了一次侧无用的环流，降低了导通损耗。但该变换器需增加较大通流能力的谐振电容，且变压器二次侧整流结构复杂。

针对上述问题，本文提出了 1 种应用于中压直流系统的带辅助变压器的半桥型中频变换器。该变换器采用半桥结构，使每个主电路开关管仅承受 1/2 的输入电压，并通过高中频混频调制方法产生近似断续的梯形波电流，显著减小了开关器件的电流应力。同时，该变换器工作在中频(如 500 Hz)，虽然高频变压器具有效率高、体积小的优点，但受限于材料和技术要求，制造成本较高。尤其是考虑到绝缘和散热体积的要求，提高开关频率对于高压大容量隔离变压器体积的缩减效果有限，而中频变压器设计更为简单，且易于实现大容量[15-17]。基于双变压器和元件复用思想，该变换器通过调节高频开关管的占空比即可实现整个变换器的功率和电压调节。在全负载范围内，主电路开关管可实现零电流开通和关断，而 4 个主电路开关管可工作于固定占空比模式，简化了控制策略。此外，通过合理设计主变压器的升压比，主电路负责传输大部分功率，而辅助电路负责小部分功率传输，从而降低了高频开关管的电流应力，显著减少了变换器的开关损耗。

1　变换器拓扑结构及工作原理

图 1 为所提带辅助变压器的半桥型中频变换器拓扑结构，由 1 个中点钳位型 NPC(neutral point clamped)三电平电路外加 2 个辅助开关管构成，总共仅需 6 个开关管，其中 Q_1~Q_4 为中频开关管，Q_5 和 Q_6 为辅助开关管，通过合理的调制策略，可使所有开关管的电压应力为输入电压的 1/2。

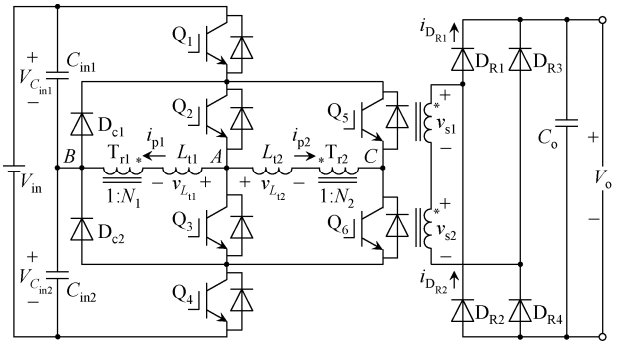


图 1　带辅助变压器的半桥型中频变换器

Fig. 1 Half-bridge medium-frequency converter with auxiliary transformer

图 2 为本文所提变换器的典型工作波形，所有中频开关管以 50%的固定占空比工作在开环状态，通过辅助开关管的高频斩波控制整个变换器的端口电压和传输功率。

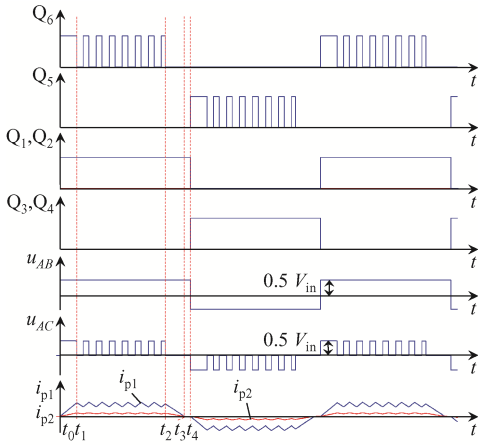


图 2　典型工作波形

Fig. 2 Typical working waveforms

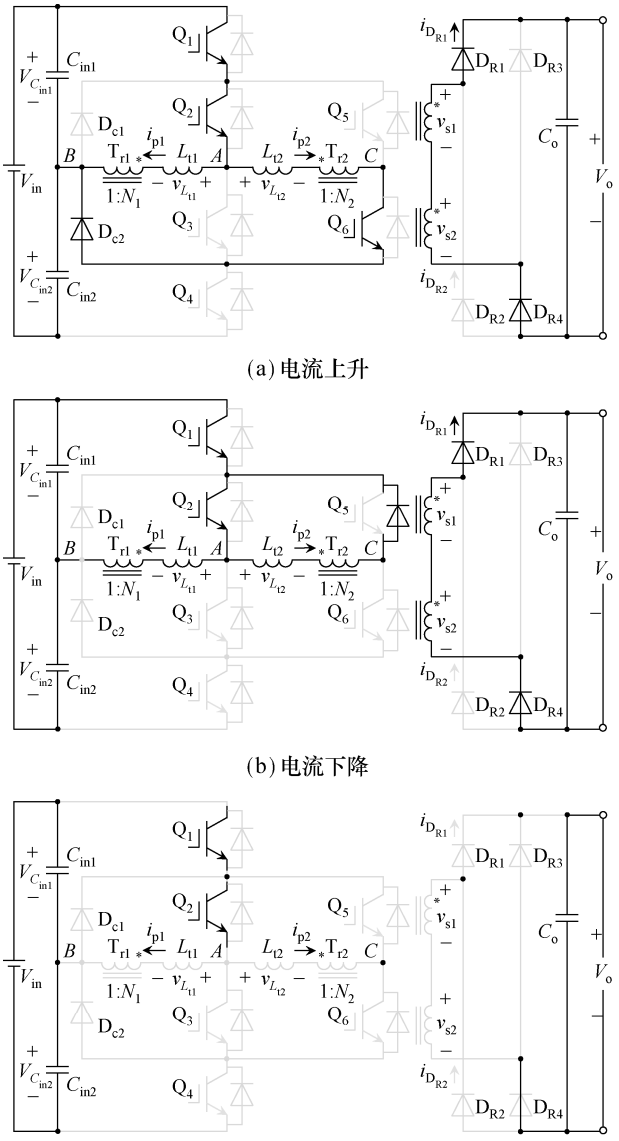
如图 2 所示，该变换器在半个中频开关周期内存在 4 种模态。在分析变换器的 4 种模态之前，进行如下假设。

(1)所有器件为理想器件。

(2)输入分压电容 C_{in1} 和 C_{in2} 相等且足够大，因此其电压 $V_{C_{in1}}=V_{C_{in2}}=V_{in}/2$，其中 V_{in} 为输入电压；输出滤波电容 C_o 足够大，则输出电压 V_o 恒定。

(3)变压器 T_{r2} 的漏感足够小且忽略不计。

模态 1[t_0, t_1]：该模态的电流通路如图 3(a)所示，由于 t_0 时刻之前所有开关管都没有电流流过，因此 Q_1、Q_2 和 Q_6 实现了 ZCS 开通，此时主电路部分由 C_{in1}、Q_1、Q_2、L_{t1}、T_{r1} 构成回路，辅助支



(a) 电流上升

(b) 电流下降

(c) 零电流

图 3 各模态电流通路

Fig. 3 Current flow in each mode

路由 C_{in1}、Q_1、Q_2、L_{t2}、T_{r2}、Q_6 和 D_{c2} 构成回路，流过开关管 Q_1 和 Q_2 的电流为 2 个回路电流之和。本模态中 A、C 两点之间的电压为 $V_{in}/2$，因此辅助变压器 T_{r2}(变比为 1:N_2)二次侧绕组电压为 $N_2V_{in}/2$，T_{r1}(变比为 1:N_1)二次侧绕组电压为 $V_o-N_2V_{in}/2$，漏感 L_{t1} 两端电压为

$$v_{L_{t1}}=\frac{V_{in}}{2}-\frac{V_o-N_2V_{in}/2}{N_1} \tag{1}$$

流入主变压器和辅助变压器的电流 i_{p1} 和 i_{p2} 分别为

$$\begin{cases} i_{p1}=\dfrac{V_{in}/2-(V_o-N_2V_{in}/2)/N_1}{L_{t1}}(t-t_0) \\ i_{p2}=\dfrac{N_2}{N_1}i_{p1} \end{cases} \tag{2}$$

为使该模态中电流能够上升至稳态值，需要满足 $v_{L_{t1}}>0$，可得

$$(N_1+N_2)/2>V_o/V_{in} \tag{3}$$

模态 2[t_1, t_2]：该模态主电路电流通路保持不变，辅助支路中开关管 Q_6 进行高频斩波使电流在稳态值附近波动，高频开关管 Q_6 导通时，电流线性增加，电流通路如图 3(a)所示。高频开关管 Q_6 关断时，辅助支路的电流通路由 Q_2、L_{t2}、T_{r2} 和 Q_5 的反并联二极管构成，此时 A、C 两点之间的电压 v_{AC}=0，电流线性下降，电流通路如图 3(b)所示，流过开关管 Q_2 的电流仍然为 2 个回路之和。由于 v_{AC}=0，辅助变压器 T_{r2} 二次侧绕组电压也为 0，因此 T_{r1} 二次侧绕组电压等于 V_o，漏感 L_{t1} 两端电压为

$$v_{L_{t1}}=V_{in}/2-V_o/N_1 \tag{4}$$

为使电流能够在高频开关管关断时下降，需要满足 $v_{L_{t1}}<0$，可得

$$N_1<2\frac{V_o}{V_{in}} \tag{5}$$

模态 3[t_2, t_3]：该模态的电流通路如图 3(b)所示，为能实现中频开关管以及二次侧整流二极管的 ZCS 关断，在 t_2 时刻 Q_6 关断，电流线性下降，在 t_3 时刻电流下降为 0，二次侧整流二极管自然关断。该模态与模态 2 中高频开关管 Q_6 关断时的运行原理一致。

模态 4[t_3, t_4]：该模态的电流流通图如图 3(c)所示，尽管中频开关管 Q_1 和 Q_2 处于开通状态，由于 $N_1V_{in}/2<V_o$，所以电流无法流通，电感电流一直为 0。t_4 时刻是上半个开关周期的结束点，也是下半个开关周期的起点。在 t_4 时刻，Q_1 和 Q_2 实现 ZCS 关断，一定死区时间后 Q_3、Q_4 和 Q_5 由于变压器漏感抑制了电流的快速上升从而实现了 ZCS 开通。下半周期的运行原理与上半周期类似，不再赘述。

2　参数设计

2.1　主变压器变比 N_1

假设变换器的传输效率为100%，由图 2 和图 3 可得上半周期内变换器传输的总功率为

$$P_{\text{tot}}=\frac{2}{T_{\text{s}}}V_{\text{o}}\int_{t_0}^{t_4}i_{\text{D}_{\text{R1}}}\text{d}t=\frac{2V_{\text{o}}}{T_{\text{s}}}\int_{t_0}^{t_3}i_{\text{D}_{\text{R1}}}\text{d}t \tag{6}$$

式中：T_{s}为开关周期；$i_{\text{D}_{\text{R1}}}$为稳态电流。

同理可得主电路传输的功率为

$$P_{\text{m}}=\frac{V_{\text{in}}}{T_{\text{s}}}\left(\int_{t_0}^{t_3}i_{\text{p1}}\text{d}t+\int_{t_3}^{t_4}0\text{d}t\right)=\frac{N_1V_{\text{in}}}{T_{\text{s}}}\int_{t_0}^{t_3}i_{\text{D}_{\text{R1}}}\text{d}t \tag{7}$$

由式(6)和式(7)可得主电路传输的功率与总功率之比为

$$P_{\text{m}}/P_{\text{tot}}=N_1V_{\text{in}}/(2V_{\text{o}}) \tag{8}$$

由式(8)可见，主电路传输的功率占比与主变压器的变比 N_1 成正比，为了让主变压器承担大部分功率，令 $P_{\text{m}}/P_{\text{tot}}$=0.9，即可得到主电路传输 90%功率需要满足的条件为

$$N_1=0.9\times 2V_{\text{o}}/V_{\text{in}} \tag{9}$$

2.2　辅助变压器变比 N_2

根据 2.1 节所提，主变压器变比 N_1 决定了主电路和辅助电路的功率分配大小，而辅助变压器变比 N_2 则主要影响流过各功率器件的电流大小，进而影响导通损耗和开关损耗，由式(3)和式(9)可得 N_2 的取值范围为

$$N_2>0.2V_{\text{o}}/V_{\text{in}} \tag{10}$$

结合图 3，对主变压器漏感 L_{t1} 在模态 1 和模态 3 时间段运用伏秒平衡原理可得

$$\left[\frac{V_{\text{in}}}{2}(N_1+N_2)-V_{\text{o}}\right]t_{\text{on}}+\left(\frac{V_{\text{in}}}{2}N_1-V_{\text{o}}\right)t_{\text{off}}=0 \tag{11}$$

$$t_{\text{off}}=\frac{(N_1+N_2)V_{\text{in}}-2V_{\text{o}}}{2V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}}t_{\text{on}} \tag{12}$$

式中：t_{on}表示[t_0,t_1]的时间；t_{off}表示[t_2,t_3]的时间。

由于实际工作中 2 个变压器等效串联，辅助变压器漏感相对较小，且 N_2 远小于 N_1，因此分析中忽略辅助变压器漏感 L_{t2}，根据式(12)，可将变换器在上半周期内传输的总功率表示为

$$P_{\text{tot}}=\frac{V_{\text{o}}}{T_{\text{s}}}\left[T_{\text{s}}-t_{\text{on}}-\frac{V_{\text{in}}(N_1+N_2)-2V_{\text{o}}}{2V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}}t_{\text{on}}\right]\cdot\sqrt{\left[\frac{V_{\text{in}}/2(N_1+N_2)-V_{\text{o}}}{N_1^2L_{\text{t1}}+N_2^2L_{\text{t2}}}t_{\text{on}}\right]^2-t_{\text{on}}^2} \tag{13}$$

求解式(13)，首先定义中间变量 M 为

$$M=2T_{\text{s}}L_{\text{t1}}N_1^2N_2V_{\text{in}}P\Big/\left\{V_{\text{o}}(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)\cdot\sqrt{[(N_1+N_2)V_{\text{in}}/2-V_{\text{o}}]^2-(L_{\text{t1}}N_1^2)^2}\right\} \tag{14}$$

则 t_{on}与辅助变压器变比 N_2 和主变压器漏感 L_{t1} 的关系式可表示为

$$t_{\text{on}}=(T_{\text{s}}-\sqrt{T_{\text{s}}^2-M})\Big/[N_2V_{\text{in}}/(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)] \tag{15}$$

根据式(15)和式(2)可以得到流入主变压器电流 i_{p1} 的稳态值和流入辅助变压器电流 i_{p2} 的稳态值为

$$\begin{cases}I_{\text{p1}}=\dfrac{\dfrac{V_{\text{in}}}{2}-\dfrac{V_{\text{o}}-N_2V_{\text{in}}/2}{N_1}(T_{\text{s}}-\sqrt{T_{\text{s}}^2-M})}{L_{\text{t1}}N_2V_{\text{in}}/(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)}\\[2ex] I_{\text{p2}}=\dfrac{N_2\left(\dfrac{V_{\text{in}}}{2}-\dfrac{V_{\text{o}}-N_2V_{\text{in}}/2}{N_1}\right)(T_{\text{s}}-\sqrt{T_{\text{s}}^2-M})}{N_1L_{\text{t1}}N_1V_{\text{in}}/(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)}\end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases}I_{\text{p1}}=\dfrac{\dfrac{V_{\text{in}}}{2}-\dfrac{V_{\text{o}}-N_2V_{\text{in}}/2}{N_1}}{L_{\text{t1}}}\cdot\dfrac{T_{\text{s}}-\sqrt{T_{\text{s}}^2-\dfrac{2T_{\text{s}}L_{\text{t1}}N_1^2N_2V_{\text{in}}P}{V_{\text{o}}(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)\sqrt{((N_1+N_2)V_{\text{in}}/2-V_{\text{o}})^2-(L_{\text{t1}}N_1^2)^2}}}}{N_2V_{\text{in}}/(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)}\\[2ex] I_{\text{p2}}=\dfrac{N_2\left(\dfrac{V_{\text{in}}}{2}-\dfrac{V_{\text{o}}-N_2V_{\text{in}}/2}{N_1}\right)}{N_1L_{\text{t1}}}\cdot\dfrac{T_{\text{s}}-\sqrt{T_{\text{s}}^2-\dfrac{2T_{\text{s}}L_{\text{t1}}N_1^2N_2V_{\text{in}}P}{V_{\text{o}}(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)\sqrt{((N_1+N_2)V_{\text{in}}/2-V_{\text{o}})^2-(L_{\text{t1}}N_1^2)^2}}}}{N_1V_{\text{in}}/(V_{\text{o}}-N_1V_{\text{in}}/2)}\end{cases} \tag{17}$$

2.3　主变压器漏感 L_{t1}

对模态 2 中电感 L_{t1} 两端运用伏秒平衡原理可得

$$\left(\frac{V_{\text{in}}}{2}-\frac{V_{\text{o}}-N_2V_{\text{in}}/2}{N_1}\right)D+\left(\frac{V_{\text{in}}}{2}-\frac{V_{\text{o}}}{N_1}\right)(1-D)=0 \tag{18}$$

式中，D 为高频开关管的占空比。

求解式(18)可得模态 2 中 D 为

$$D=(2V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}})/(N_2V_{\mathrm{in}}) \tag{19}$$

进而可以求出平台阶段电流纹波 ΔI_{p1} 关于 V_{in} 和 L_{t1} 的关系式为

$$\Delta I_{\mathrm{p1}}=\frac{(N_1+N_2)V_{\mathrm{in}}/2-V_{\mathrm{o}}}{N_1L_{\mathrm{t1}}}\cdot\frac{2V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}}}{N_2V_{\mathrm{in}}}\cdot\frac{1}{f_{\mathrm{H}}} \tag{20}$$

式中，f_{H} 为高频开关频率。

根据式(19)和式(20)可以得到 i_{p1} 和 i_{p2} 的电流峰值为

$$\begin{cases} i_{\mathrm{p1,peak}}=\dfrac{(N_1+N_2/2)V_{\mathrm{in}}-V_{\mathrm{o}}}{N_1L_{\mathrm{t1}}}\cdot \\ \qquad\left[\dfrac{2V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}}}{N_2V_{\mathrm{in}}}\cdot\dfrac{1}{f_{\mathrm{H}}}+\dfrac{T_{\mathrm{s}}-\sqrt{T_{\mathrm{s}}^2-M}}{N_2V_{\mathrm{in}}/(V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}}/2)}\right] \\ i_{\mathrm{p2,peak}}=\dfrac{(N_1+N_2/2)V_{\mathrm{in}}-V_{\mathrm{o}}}{N_1^2L_{\mathrm{t1}}}\cdot \\ \qquad\left[\dfrac{2V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}}}{V_{\mathrm{in}}}\cdot\dfrac{1}{f_{\mathrm{H}}}+\dfrac{T_{\mathrm{s}}-\sqrt{T_{\mathrm{s}}^2-M}}{V_{\mathrm{in}}/(V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}}/2)}\right] \end{cases} \tag{21}$$

由变换器运行原理可知将 $i_{\mathrm{p1,peak}}$ 和 $i_{\mathrm{p2,peak}}$ 相加即为流过共用开关管 Q_1 的峰值电流，实际选值应使 $i_{\mathrm{p1,peak}}$ 和 $i_{\mathrm{p2,peak}}$ 尽量小。

2.4 轻载切换功率 P_{s}

随着传输功率的减小，电感电流的稳态数值也会相应变小。因此，在变换器处于轻载状态时，电感的稳态电流可能会下降至低于纹波电流峰值的 1/2。在这种情况下，每个半周期内的电感电流会呈现出不连续的三角波形(而非梯形波)。为了在这种工况下减少开关损耗，并进一步提升变换器的效率，可以将高频开关管的工作频率调低至 500 Hz。根据 $i_{\mathrm{p1}}(t_1)=\Delta I_{\mathrm{p1}}/2$ 可算得临界连续功率为

$$P_{\mathrm{s}}=V_{\mathrm{o}}(2V_{\mathrm{o}}-N_1V_{\mathrm{in}})(2T_{\mathrm{s}}f_{\mathrm{H}}-1)\cdot \sqrt{(2V_{\mathrm{o}}-(N_2+2N_1)V_{\mathrm{in}})^2-(2L_{\mathrm{t1}}N_1^2)^2}/(8T_{\mathrm{s}}L_{\mathrm{t1}}N_1^2N_2V_{\mathrm{in}}f_{\mathrm{H}}^2) \tag{22}$$

3 实验验证

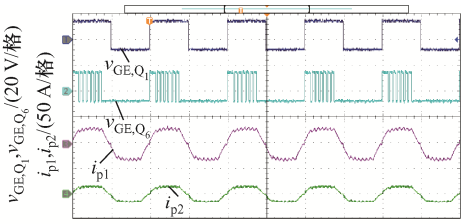
为了进一步验证所提出的变换器的工作原理和性能，搭建了 1 套小功率实验平台，主回路中频开关管工作频率为 500 Hz，高频辅助开关管工作频率为 20 kHz，其他主要参数见表 1。

表 1 实验参数

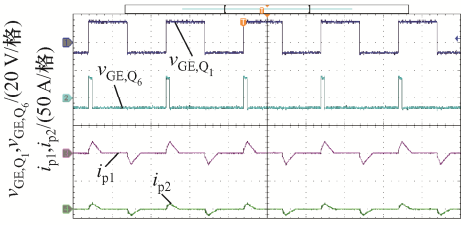
Tab. 1 Experimental parameters

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	240
输出电压 V_{o}/kV	3
额定输出功率 P_{N}/kW	3
主变压器变比 N_1	22
辅助变压器变比 N_2	11
主变压器漏感 L_{t1}/μH	196

图 4 分别为负载为满载(3.00 kW)和轻载(0.53 kW)工况下共用开关管 Q_1 的驱动 $v_{\mathrm{GE,Q_1}}$、高频斩波开关管 Q_6 的驱动 $v_{\mathrm{GE,Q_6}}$、流过主变压器的电流 i_{p1}、流过辅助变压器的电流 i_{p2} 的波形。对比各工况中 i_{p1} 和 i_{p2} 的波形可以看出，i_{p2} 的值为 i_{p1} 的 1/2，即流经辅助回路高频开关管 Q_6 硬关断和开通的电流相对较小，因此开关损耗也很小。



(a)满载



(b)轻载

图 4 各工况稳态波形

Fig. 4 Steady-state waveforms under each working condition

根据第 1 节分析可知，当 i_{p1} 和 i_{p2} 为 0 时，主电路开关管 Q_1~Q_4 可实现 ZCS，图 5 为开关管 Q_1 和 Q_3 在满载工况下的端电压 $v_{\mathrm{Q_1}}$~$v_{\mathrm{Q_4}}$ 和流过的电流波形，通过观察 i_{p1} 和 i_{p2} 在开关关断时刻为 0，证明

Q_1 和 Q_3 能够实现 ZCS 关断，同理 Q_2 和 Q_4 也能够实现 ZCS 关断。

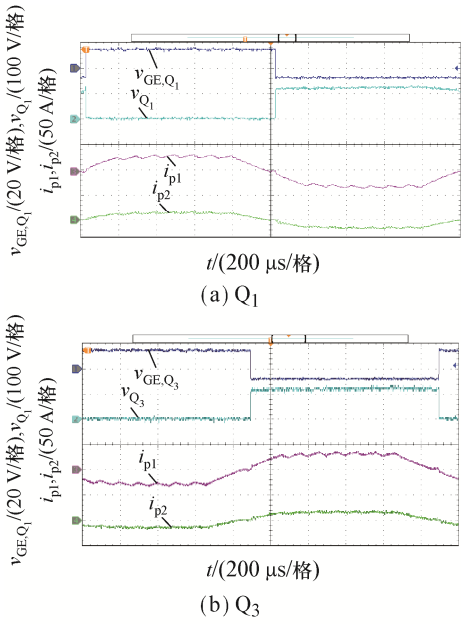


图 5　满载工况下开关管端电压和电流波形

Fig. 5 Waveforms of v_Q and i_p under full-load condition

针对所提变换器效率特性，本文对样机在不同输出功率 P_o 下的效率进行了测试，图 6 为变换器在不同输出功率下的效率曲线。可以看出，由于变换器引入了辅助支路，利用辅助支路进行小电流高频斩波，且主电路开关管工作于 ZCS 状态，实际开关损耗很小，在宽功率范围内，效率都能达到 97%以上。

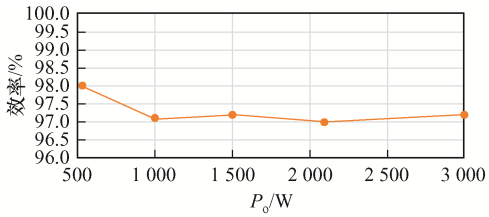


图 6　变换器效率

Fig. 6 Converter efficiency

4　结论

本文提出了 1 种新型半桥型中频变换器设计，该设计融入变压器结构及元器件复用理念。变换器由 4 个中频开关管、2 个高频开关管及 2 个共用的中频开关管组成，分为主电路回路和辅助支路 2 部分。通过调整辅助支路上 2 个高频开关管的斩波占空比，即可实现对整个变换器功率和电压的调节，同时让中频开关管在固定占空比模式下运行，大大简化了控制流程。此外，该设计还成功实现了中频开关管的零电流开通与关断，从而显著减少了开关损耗。

在对变换器的参数设计中，对主变压器的变比进行了合理优化，确保主电路能够承担大部分功率传输任务，而辅助变压器则以较小的升压比负责传输剩余的小部分功率。这样的配置不仅有助于降低开关管的峰值电流，进一步削减损耗，还赋予了开关管低电压、电流应力的特性，为开关管的选型提供了更多灵活性和选择空间。在满足系统性能要求的前提下，可以选择成本更低、效率更高的开关管型号，从而有效降低整体成本。最后，通过实验对所提出的变换器性能进行了全面验证，充分证明了本文设计的正确性和有效性。

参考文献：

[1] 中电联发布《中国电力行业年度发展报告 2023》[J]. 现代建筑电气, 2023, 14(7): 67.
China electricity council issued “China electric power industry annual development report 2023” [J]. Modern Architecture Electric, 2023, 14(7): 67. (in Chinese)

[2] 陈武, 宁光富, 刘芳, 等. 新能源大功率高压直流并网变换器[M]. 北京: 科学出版社, 2022.
Chen Wu, Ning Guangfu, Liu Fang, et al. High-Power High-voltage DC/DC Converters for Grid-connected New Energy [M]. Beijing: Science Press, 2022. (in Chinese)

[3] Zhan C, Smith C, Crane A, et al. DC transmission and distribution system for a large offshore wind farm [C]// 9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC 2010). London, UK, 2010: 1-5.

[4] Jovcic D. Step-up DC-DC converter for megawatt size applications [J]. IET Power Electronics, 2009, 2(6): 675-685.

[5] 包鹏, 刘雪山, 多佳琦, 等. 基于 Cockcroft-Walton 倍压网络的隔离型高升压比 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 27-35.
Bao Peng, Liu Xueshan, Duo Jiaqi, et al. Isolated DC-DC converter with high step-up ratio based on Cockcroft-Walton voltage multiplier network [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 27-35. (in Chinese)

[6] Abu Bakar Siddique H, Ali S M, De Doncker R W. DC collector grid configurations for large photovoltaic parks [C]// 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). Lille, France, 2013: 1-10.

[7] Ruan X, Chen W, Fang T, et al, Control of Series-parallel Conversion Systems [M]. Springer Press, 2019.

[8] 尹瑞, 江道灼, 唐伟佳, 等. 基于模块化隔离型 DC/DC 变换器的海上直流风电场并网方案[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(17): 190-196.
Yin Rui, Jiang Daozhuo, Tang Weijia, et al. Modular isolated DC/DC converter based grid-connection scheme for offshore DC wind farm [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(17): 190-196. (in Chinese)

[9] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
Ruan Xinbo, Yan Yangguang. Soft Switching Technology of DC Switching Power Supply [M]. Beijing: Science Press, 2000. (in Chinese)

[10] Park K, Chen Zhe. A double uneven power converter-based DC-DC converter for high-power DC grid systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7599-7608.

[11] 陈宇. 电力电子变换系统的元件复用理论与方法[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
Chen Yu. The component-multi-used theory and methodology for the power electronic conversion system [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011. (in Chinese)

[12] Shu Liangcai, Chen Wu, Ning Guangfu, et al. A resonant ZVZCS DC-DC converter with two uneven transformers for an MVDC collection system of offshore wind farms [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7886-7895.

[13] Ning Guangfu, Chen Wu, Shu Liangcai, et al. A hybrid resonant ZVZCS three-level converter for MVDC-connected offshore wind power collection systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6633-6645.

[14] 何晓坤, 胡仁杰, 陈武. 一种适用于新能源中压直流汇集的无环流零电流软开关三电平谐振式复合全桥变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5274-5287.
He Xiaokun, Hu Renjie, Chen Wu. A novel circulating current free zero current switching three-level resonant composite full bridge converter for new energy medium voltage DC collection system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5274-5287. (in Chinese)

[15] 赵玉顺, 戴义贤, 庄加才, 等. 基于热固耦合的中频变压器绝缘材料性能参数优化配合方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(4): 1051-1063.
Zhao Yushun, Dai Yixian, Zhuang Jiacai, et al. Optimization of insulation material performance parameters for medium frequency transformers based on thermosolid coupling [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 1051-1063. (in Chinese)

[16] Zheng Zhihong, Bai Lu, Jin Tao, et al. Study on insulation design of high power high frequency high voltage transformer [C]// 2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2). Beijing, China, 2018: 1-5.

[17] 赵志刚, 白若南, 陈天缘, 等. 基于智能优化算法的高频变压器电磁结构优化设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5610-5625.
Zhao Zhigang, Bai Ruonan, Chen Tianyuan, et al. Optimization design of electromagnetic structure of high frequency transformer based on intelligent optimization algorithm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5610-5625. (in Chinese)



丁明进

作者简介：

丁明进(1985—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电力电子能源转换技术，电能质量治理技术。Email：mingjin-ding@sac-china.com。

杜文珍(1985—)，男，本科，高级工程师。研究方向：风电光伏发电技术。Email：wenzhen-du@chd.com.cn。

侯鹏飞(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：中压直流变换器及其软开关技术。E-mail：478425450@qq.com。

陈武(1981—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子功率变换，交直流配电网，新能源发电。E-mail：chenwu@seu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)