

基于三绕组耦合电感和电压

倍增的高升压直流变换器

第 2 章详细介绍了一种基于开关耦合电感的无源钳位结构高升压直流变换器。虽然通过调整耦合电感的匝数比可以提升电压增益,但过高的匝数比会产生较大的漏感,进而影响转换效率。本章进一步介绍一种新型的基于三绕组耦合电感和电压倍增的高升压直流变换器,对其工作原理和稳态进行深入分析,并与相关的变换器进行对比分析;此外,提供实验结果以验证变换器的可行性和理论分析的正确性。

3.1 变换器的电路结构与工作原理

基于三绕组耦合电感和电压倍增的高升压直流变换器的拓扑结构如图 3.1 所示,耦合电感由励磁电感 L_m 、漏感 L_k 和理想变压器组成。一次绕组 N_1 与开关管 S 连接,二次绕组 N_2 和 N_3 分别与电压倍增单元连接。通过调整匝数比 $N_1 : N_2 : N_3$,可以实现更高的电压增益。电压倍增单元由电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 和 C_5 组成,通过二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 和 D_6 实现能量传输和电压倍增。电容 C_2 和二极管 D_7 组成无源钳位电路,用于抑制开关管 S 的电压尖峰,并将漏感能量回馈到电容 C_2 中,提高变换器的效率。

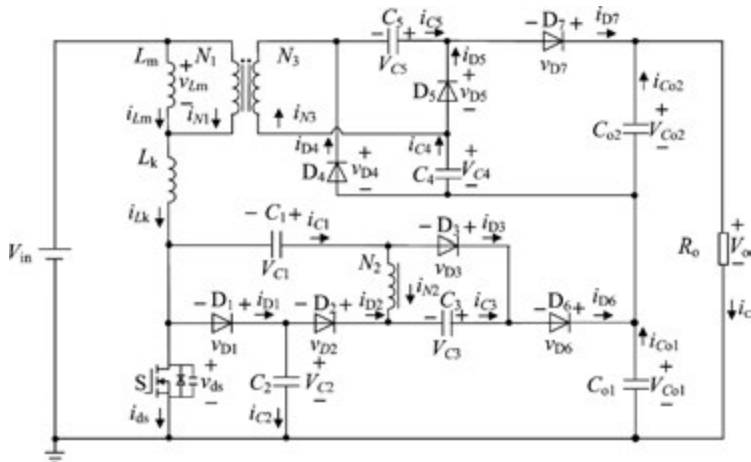


图 3.1 基于三绕组耦合电感和电压倍增的高升压直流变换器的拓扑结构

变换器的工作原理分析主要包括两种运行模式:CCM 和 DCM。为了便于理论分析,假定条件如下。

- (1) 除电源开关,输出电容外的所有功率器件都被认为是理想的。
- (2) 所有电容都足够大,电容电压可以看作常数。
- (3) 耦合电感分为 3 部分,其中理想变压器的励磁电感为 L_m ,漏磁电感为 L_k ,匝数比 $N_1 : N_2 : N_3 = 1 : n_1 : n_2$ 。

3.1.1 CCM 下变换器的工作原理

CCM下基于三绕组耦合电感和电压倍增的高高压直流变换器的主要波形如图 3.2 所示；各工作模态的等效电路如图 3.3 所示。

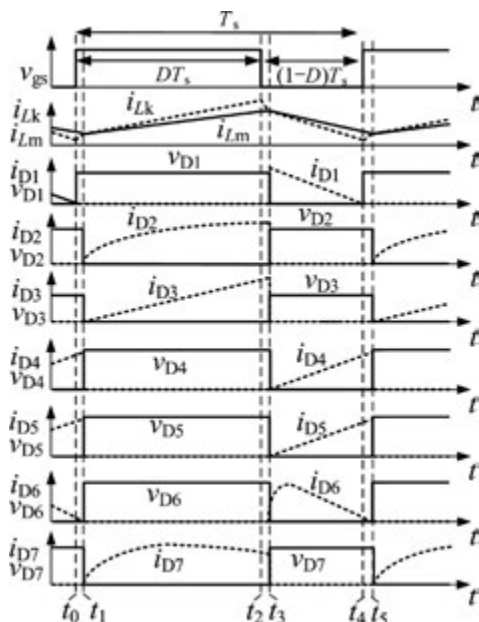


图 3.2 CCM 下基于三绕组耦合电感和电压倍增的高高压直流变换器的主要波形

模态 I $[t_0, t_1]$: 电源开关 S 处于闭合状态。二极管 D_4 、 D_5 和 D_6 导通, 二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_7 反向偏置。能量流动如图 3.3(a) 所示, 可以看出励磁电感 L_m 和初级漏感 L_k 从直流电源 V_{in} 接收能量, 存储在励磁电感 L_m 中的能量传递给 C_4 和 C_5 。因此, 当电流 i_{Lk} 线性增大时, 电流 i_{Lm} 减小。此外, 存储在电容 C_1 和 C_3 中的能量被释放到输出电容 C_{o1} 中。输出电容 C_{o1} 和 C_{o2} 串联, 提供负载 R_o 。当 i_{Lk} 在 $t=t_1$ 时等于 i_{Lm} 时, 该模态结束。

模态 II $(t_1, t_2]$: 在这个转换间隔中, 二极管 D_2 、 D_3 和 D_7 导通, 二极管 D_1 、 D_4 、 D_5 和 D_6 被关闭。电源开关 S 保持打开状态。励磁电感 L_m 和漏感 L_k 继续接收来自 V_{in} 的能量。因此, 当前的 i_{Lm} 和 i_{Lk} 继续线性上升, 能量流动如图 3.3(b) 所示。此时, 存储在二次绕组 N_2 和电容 C_2 中的能量释放给电容 C_1 充电, 二次绕组 N_2 也通过 D_3 向 C_3 释放能量。电容 C_4 、 C_5 和二次绕组 N_2 串联, 通过二极管 D_7 对电容 C_{o2} 充电。存储在电容 C_{o1} 和 C_{o2} 中的能量不断地向负载 R_o 放电。当电源开关 S 在 $t=t_2$ 断开时, 该模态结束。

模态 III $(t_2, t_3]$: 在此模式下, 电源开关 S 断开。二极管 D_2 、 D_3 、 D_7 保持导通状态, 二极管 D_1 、 D_4 、 D_5 、 D_6 导通, 能量流动如图 3.3(c) 所示。励磁电感 L_m 和漏感 L_k 仍由输入电源 V_{in} 充电。漏磁电感 L_k 向功率开关 S 的寄生电容释放能量, i_{Lk} 的下降速度快于 i_{Lm} 。电容 C_2 和二次绕组 N_2 继续向电容 C_1 释放能量, 二次绕组 N_2 向电容 C_3 放电。当 $i_{Lm} = i_{Lk}$ 即 $t=t_3$ 时, 该模态结束。

模态 IV $(t_3, t_4]$: 在此模式下, 电源开关 S 断开。二极管 D_1 、 D_4 、 D_5 和 D_6 处于开启状态, 其余二极管 D_2 、 D_3 和 D_7 处于关闭状态。能量流动如图 3.3(d) 所示。电感 L_m 开始放电, 向二次绕组 N_2 和 N_3 释放能量, i_{N2} 和 i_{N3} 改变跟随方向。同时, 二次绕组 N_3 给开关电容 C_4 和 C_5 充电。存储在漏磁电感 L_k 中的能量通过 D_1 释放, 并由电容 C_2 回收, C_2 也限制 S 的电压尖峰, 电容 C_{o1} 和 C_{o2} 共同向负载 R_o 提供能量。当 $t=t_4$ 时, 该模态结束。

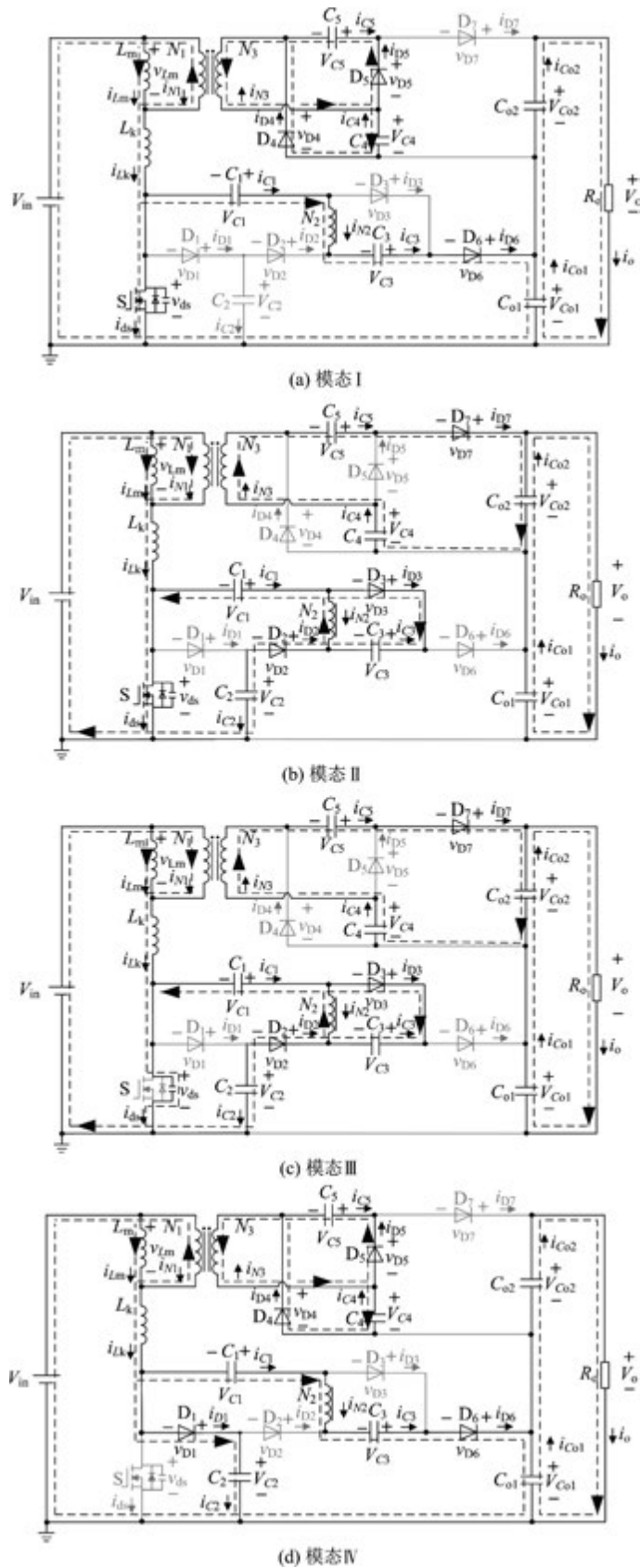


图 3.3 CCM 下基于三绕组耦合电感和电压倍增的高电压直流变换器各工作模式的等效电路

3.1.2 DCM 下变换器的工作原理

为了简化对 DCM 操作的分析,所有假设都与 CCM 操作的假设一致。此外,由于 DCM 的模式 I ~ III 与 CCM 的模式 II ~ IV 相同,因此不再重复描述。DCM 下变换器的主要波形如图 3.4 所示,模式 IV 的等效电路如图 3.5 所示。DCM 的模式 IV 分析如下。

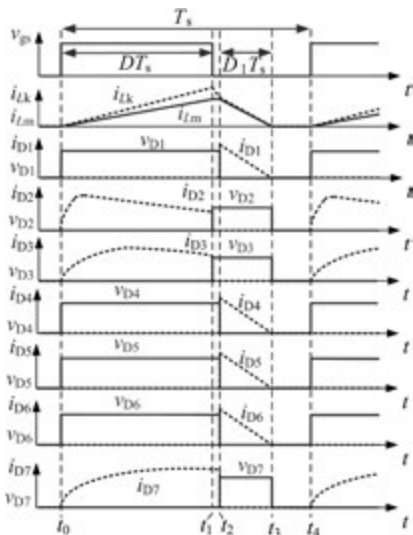


图 3.4 DCM 下变换器的主要波形

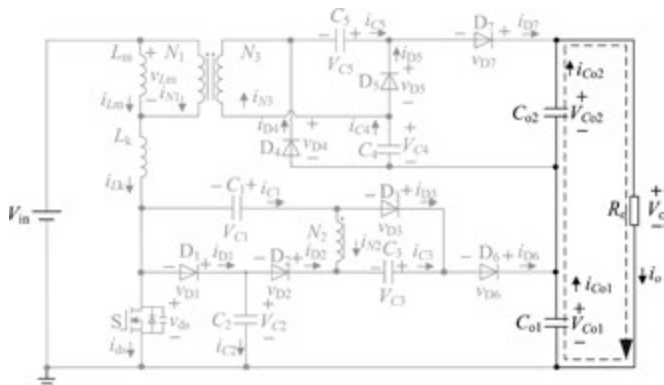


图 3.5 DCM 下变换器模式 IV 的等效电路

模式 IV (t_3, t_4): 在此间隔期间,所有二极管和功率开关都关断。励磁电感 L_m 不再释放能量, i_{Lm} 降至零。同时,输入电流 i_{in} 和输出二极管电流 i_{D7} 等于零。输出电容 C_{o1} 和 C_{o2} 中存储的能量为负载 R_L 提供能量。当打开开关 S 时,该模式结束。

3.2 变换器的稳态分析

3.2.1 CCM 下变换器的稳态分析

为简化 CCM 运行分析,忽略占用时间极短的模式 I 和模式 III,只考虑模式 II 和模式 IV。

1. 变换器电压增益分析

在 $0 \sim DT_s$ 期间,可以推导出以下方程。

$$\begin{cases} V_{Lm} = V_{in} \\ V_{N2} = V_{C3} = n_1 V_{in} \\ V_{N3} = n_2 V_{in} \\ -V_{N2} + V_{C1} - V_{C2} = 0 \\ -n_2 V_{in} + V_{Co2} - V_{C4} - V_{C5} = 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

在 $DT_s \sim T_s$ 期间,可以得到以下方程。

$$\begin{cases} V_{Lm} = V_{in} - V_{C2} \\ V_{C1} = V_{D2} + n_1 V_{Lm} \\ V_{C4} = V_{C5} = -V_{N3} = -n_2 V_{Lm} \\ V_{C1} = V_{D2} + V_{C3} + V_{C2} \end{cases} \quad (3.2)$$

在励磁电感 L_m 上应用伏秒平衡原理,可以得到

$$\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{in} - V_{C2}) dt = 0 \quad (3.3)$$

由式(3.1)~式(3.3)可以推导出电容 C_1 、 C_2 、 C_4 、 C_5 的电压应力为

$$V_{C1} = \frac{n_1 + 1 - n_1 D}{1 - D} V_{in} \quad (3.4)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{1 - D} V_{in} \quad (3.5)$$

$$V_{C4} = V_{C5} = \frac{n_2 D}{1 - D} V_{in} \quad (3.6)$$

根据式(3.2)、式(3.4)、式(3.5),二极管 D_2 的电压应力可表示为

$$V_{D2} = \frac{n_1 + 1}{1 - D} V_{in} \quad (3.7)$$

由式(3.1)和式(3.6)可得输出电容 C_{o2} 的电压为

$$V_{C_{o2}} = \frac{n_2 D + n_2}{1 - D} V_{in} \quad (3.8)$$

参考在 CCM 下的模式 IV, $V_{C_{o1}}$ 可以表示为

$$V_{C_{o1}} = \frac{2 + 2n_1 - n_1 D}{1 - D} V_{in} \quad (3.9)$$

显然, C_{o1} 和 C_{o2} 串联在一起为负载 R_o 供电,输出电压为

$$V_o = V_{C_{o1}} + V_{C_{o2}} \quad (3.10)$$

CCM 下的电压增益 M_{CCM} 可由式(3.7)、式(3.8)、式(3.9)求得。

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2 + 2n_1 + n_2 + (n_2 - n_1)D}{1 - D} \quad (3.11)$$

据此,本章所提变换器的电压增益三维图如图 3.6 所示。电压增益与占空比 D 和匝数比 n 有关,其中 $n = N_2/N_1 = N_3/N_1$ 。当 $n=1$, 占空比 D 为 0.525 和 0.688 时,其电压增益分别为 10.53 和 16。

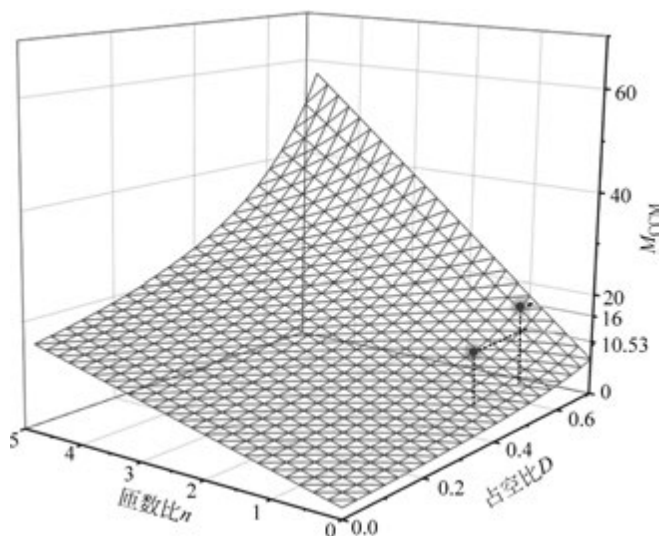


图 3.6 电压增益三维图

2. 电压应力分析

由图 3.3(b)、图 3.3(d)可以推导出 D_1 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6 、 D_7 、S 的电压应力为

$$V_{D1} = V_{ds} = V_{C2} = \frac{1}{1-D}V_{in} \quad (3.12)$$

$$V_{D3} = V_{C3} - n_1 V_{Lm} = \frac{n_1}{1-D}V_{in} \quad (3.13)$$

$$V_{D4} = V_{D5} = V_{C5} + V_{N3} = \frac{n_2}{1-D}V_{in} \quad (3.14)$$

$$V_{D6} = V_{Co1} - V_{C2} - V_{C3} = \frac{n_1 + 1}{1-D}V_{in} \quad (3.15)$$

$$V_{D7} = V_{Co2} - V_{C4} = \frac{n_2}{1-D}V_{in} \quad (3.16)$$

3. 电流应力分析

在 $0 \sim T_s$ 期间,通过对所有电容应用安秒平衡原理,可以推导出以下电流关系。

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{D5} = I_{D6} = I_{D7} = I_o \quad (3.17)$$

$$I_{Ns1} = I_{Ns2} = -I_o \quad (3.18)$$

$$I_{ds} = MI_o - I_{D1} \quad (3.19)$$

根据基尔霍夫电流定律(Kirchhoff's Current Law, KCL),可得

$$\int_{DT_s}^{T_s} (i_{Lm} - i_{Np}) dt = \int_{DT_s}^{T_s} (i_{D1} + i_{D6}) dt \quad (3.20)$$

其中, $i_{N1} = n_1 i_{N2} + n_2 i_{N3}$ 。平均电流 I_{Lm} 为

$$I_{Lm} = \frac{2 + 2n_2 + n_1}{1-D}I_o \quad (3.21)$$

由图 3.7 可推导得到电感 L_m 的电流纹波为

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{in}DT_s}{L_m} \quad (3.22)$$

得到 L_m 的最大和最小电流分别为

$$I_{Lm_max} = \frac{2 + 2n_2 + n_1}{1-D}I_o + \frac{V_{in}DT_s}{2L_m} \quad (3.23)$$

$$I_{Lm_min} = \frac{2 + 2n_2 + n_1}{1-D}I_o - \frac{V_{in}DT_s}{2L_m} \quad (3.24)$$

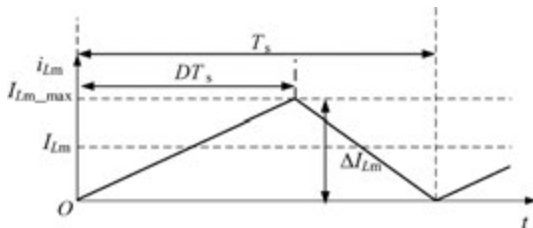


图 3.7 本章所提变换器在 BCM 下的主要波形

当变换器工作在 BCM 下时, $I_{Lm_min} = 0$,由式(3.24)推导可得

$$L_m = \frac{V_m(1-D)DT_s}{2(n_1 + 2n_2 + 2)I_{o_BCM}} \quad (3.25)$$

其中, I_{o_BCM} 为 BCM 的输出平均电流。

可以求得二极管的峰值电流为

$$I_{D1_peak} = I_{D4_peak} = I_{D5_peak} = I_{D6_peak} = \frac{2I_o}{1-D} \quad (3.26)$$

$$I_{D2_peak} = I_{D3_peak} = I_{D7_peak} = \frac{2I_o}{D} \quad (3.27)$$

则开关管的最大电流 I_{ds_max} 为

$$I_{ds_max} = I_{Lm_max} + I_{D1_peak} \quad (3.28)$$

3.2.2 DCM 下变换器的稳态分析

为简化 DCM 运行的稳态分析,本章只讨论模式 I 和模式 III。因为这两种模式导出的方程与式(3.1)和式(3.2)相同。在励磁电感 L_m 上使用伏秒平衡,可得

$$\int_0^{DT_s} V_{in} dt + \int_{DT_s}^{(D+D_1)T_s} (V_{in} - V_{C2}) dt \quad (3.29)$$

由式(3.1)、式(3.2)、式(3.29)可得各电容的电压应力分别为

$$V_{C2} = \frac{D_1 + D}{D_1} V_{in} \quad (3.30)$$

$$V_{C4} = V_{C5} = \frac{n_2 D V_{in}}{D_1} \quad (3.31)$$

$$V_{C1} = \frac{(1+n_1)D_1 + D}{D_1} V_{in} \quad (3.32)$$

$$V_{Co2} = \frac{n_2(2D + D_1)V_{in}}{D_1} \quad (3.33)$$

$$V_{Co1} = \frac{(2n_1 + 2)D_1 + (2 + n_1)D}{D_1} V_{in} \quad (3.34)$$

根据 KCL 和电容平衡,可以得到

$$\int_{DT_s}^{(D+D_1)T_s} i_{Lk} dt = \int_{DT_s}^{(D+D_1)T_s} (i_{Lm} + i_{N1}) dt \quad (3.35)$$

归一化的励磁电感时间常数为

$$\tau_{Lm} = \frac{L_m}{R_o T_s} \quad (3.36)$$

结合式(3.33)~式(3.36)和公式 $V_o = V_{Co1} + V_{Co2}$, 可得 DCM 下的电压增益 M_{DCM} 为

$$M_{DCM} = \frac{A + F + \sqrt{\frac{B}{2}(C + D_o + E)}}{B} \quad (3.37)$$

其中, A 、 B 、 C 、 D_o 、 E 、 F 可以计算如下。

$$A = \tau_{Lm} [2(2n_1 + n_2) + 4n_1^2 + n_2^2] \quad (3.38)$$

$$B = 2\tau_{Lm} (2n_1 + 2n_1 n_2 + n_2) \quad (3.39)$$

$$C = 2D^2 n_1 n_2 (2 + 2n_2 + n_1) \quad (3.40)$$

$$D_o = \tau_{Lm} n_2 (2 + n_2)^2 \quad (3.41)$$

$$E = \tau_{Lm} [n_1 (8 + 8n_1^2 n_2 + n_1 n_2^2 + 8n_1^2 + 2n_2^2 + 28n_1 n_2 + 16n_1 + 24n_2)] \quad (3.42)$$

$$F = \tau_{L_m} [2n_1 n_2 (4 + 2n_1 + n_2)] \quad (3.43)$$

3.3 变换器的功率损耗分析

变换器的功率总损耗分为 4 部分,包括开关管损耗、二极管损耗、耦合电感损耗和电容损耗。

3.3.1 开关管损耗

开关管损耗包括导通损耗 $P_{S_Conduction}$ 和开关损耗 $P_{S_Switching}$ 。导通损耗 $P_{S_Conduction}$ 为

$$P_{S_Conduction} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r_{ds_on} i_{ds_RMS}^2 dt \quad (3.44)$$

其中, r_{ds_on} 为开关管开通电阻; i_{ds_RMS} 为电源开关 S 的电流有效值。

开关损耗是由开关的开闸延迟时间和关闸延迟时间引起的,计算如下。

$$P_{S_Switching} = \frac{V_{ds} I_{on} t_{on}}{6T_s} + \frac{V_{ds} I_{off} t_{off}}{6T_s} \quad (3.45)$$

其中, I_{on} 为导通电流; I_{off} 为 S 的关断电流。得到开关管的总损耗 P_{S_Loss} , 即

$$P_{S_Loss} = P_{S_Switching} + P_{S_Conduction} \quad (3.46)$$

3.3.2 二极管损耗

参考图 3.2(b) 和图 3.2(d), 可以推导出主体二极管的电流有效值。

$$I_{D1_RMS} = I_{D4_RMS} = I_{D5_RMS} = I_{D6_RMS} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (3.47)$$

$$I_{D2_RMS} = I_{D3_RMS} = I_{D7_RMS} = \frac{I_o}{\sqrt{D}} \quad (3.48)$$

二极管 $D_2 \sim D_7$ 具有相同的导通电阻 r_D , 因此二极管损耗可以描述为

$$P_{D2_Loss} = P_{D3_Loss} = P_{D4_Loss} = P_{D5_Loss} = P_{D6_Loss} = P_{D7_Loss} = V_F I_o + I_o^2 r_D \quad (3.49)$$

二极管 D_1 的导通电阻为 r_{d1} , 可以得到 D_1 的导通损耗为

$$P_{D1} = V_F I_o + I_o^2 r_{d1} \quad (3.50)$$

二极管的总损耗 P_{D_Loss} 可以表示为

$$P_{D_Loss} = 7V_F I_o + I_o^2 r_{d1} + 6I_o^2 r_D \quad (3.51)$$

3.3.3 耦合电感损耗

耦合电感损耗包括两部分: 磁芯损耗 P_{L_Core} 和绕组的铜损耗 P_{L_Copper} 。铜损耗是由于等效串联电阻 (Equivalent Series Resistance, ESR) 产生的, 并且与铜电阻 r_e 的等效值和漏感的电流有效值 I_{Lk_RMS} 相关, 可以通过以下公式推导得出。

$$I_{Lk_RMS} = \frac{2 + 2n_1 + n_2 + (n_2 - n_1)D}{1 - D} I_o \quad (3.52)$$

$$P_{L_Copper} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{Lk_RMS}^2 r_e dt = I_{Lk_RMS}^2 R_e \quad (3.53)$$

耦合电感的磁芯损耗可计算为

$$P_{L_Core} = K f_s \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\alpha V_e \quad (3.54)$$

其中, K 为铁芯的热导率; f_s 为电源开关的频率; ΔB 为磁通密度的变化量; V_e 为铁芯的体积; α 值由铁芯材料决定。

总损耗 P_{L_Loss} 可以表示为

$$P_{L_Loss} = P_{L_Core} + P_{L_Copper} \quad (3.55)$$

3.3.4 电容损耗

参考图 3.2, 可以得到电容的电流有效值。

$$I_{Co1_RMS} = \sqrt{I_o^2 D + \frac{D^2 I_o^2}{1-D}} \quad (3.56)$$

$$I_{Co2_RMS} = \sqrt{\frac{(1-D) I_o^2}{D}} \quad (3.57)$$

$$I_{C1_RMS} = I_{C2_RMS} = I_{C3_RMS} = I_{C4_RMS} = I_{C5_RMS} = \sqrt{\frac{I_o^2}{D} + \frac{I_o^2}{1-D}} \quad (3.58)$$

根据式(3.56)~式(3.58), 电容损耗可表示为

$$P_{C_Loss} = \sum_{n=1}^5 (r_{Cn} i_{Cn_RMS}^2) + r_{Co1} i_{Co1_RMS}^2 + r_{Co2} i_{Co2_RMS}^2 \quad (3.59)$$

3.3.5 变换器效率

设 P_o 为输出功率, 则变换器效率为

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{S_Loss} + P_{D_Loss} + P_{C_Loss} + P_{L_Loss}} \times 100\% \quad (3.60)$$

3.4 变换器的性能比较分析

表 3.1 所示为本章所提变换器与相关变换器在元器件数量、电压增益、开关管电压应力和满载效率等方面的比较。图 3.8 与图 3.9 分别给出本章所提变换器与相关变换器的电压增益和开关管电压应力曲线。

表 3.1 本章所提变换器与相关变换器的比较

变换器 出处	元器件数量 (开关管/二极管/电容/ 耦合电感+电感/总数)	电压增益 M	开关管电压 应力 V_{ds}/V_{in}	满载效 率 $\eta/\%$	共地	电气隔离
文献[5]	$1/2/3/2^{2w} + 1/9$	$\frac{nD}{1-D}$	$\frac{M(M+n)}{Mn}$	93.8	否	是
文献[6]	$2/4/6/1^{2w} + 1/14$	$\frac{2n}{1-D}$	$\frac{M}{2n}$	96.0	否	是
文献[7]	$4/2/4/1^{2w} + 2/13$	$\frac{2n}{1-D}$	$\frac{M}{2n}$	90.0	否	是
文献[14]	$1/5/5/0 + 1/12$	$\frac{3}{1-D}$	$\frac{M}{3}$	91.0	是	否

续表

变换器 出处	元器件数量 (开关管/二极管/电容/ 耦合电感+电感/总数)	电压增益 M	开关管电压 应力 V_{ds}/V_{in}	满载效 率 $\eta/\%$	共地	电气隔离
文献[20]	$4/6/9/2^{3w} + 2/23$	$\frac{2(1+n)}{1-D}$	$\frac{M}{2(1+n)}$	95.6	否	否
文献[21]	$2/6/6/0 + 2/16$	$\frac{2n}{1-D}$	$\frac{M}{2n}$	95.1	否	否
文献[22]	$2/8/7/2^{3w} + 0/19$	$\frac{1+3n}{1-D}$	$\frac{M}{1+3n}$	95.2	否	否
文献[39]	$2/3/3/1^{3w} + 0/9$	$\frac{3+n+D}{1-D}$	$\frac{1+M}{4+n}$	96.2	否	否
文献[86]	$1/8/8/1^{2w} + 0/18$	$\frac{4+n(2-D)-D}{1-D}$	$\frac{M-n-1}{3+n}$	94.0	是	否
文献[87]	$2/6/5/1^{3w} + 2/14$	$\frac{2(1+n)}{1-D}$	$\frac{M}{2(1+n)}$	95.5	否	否
文献[88]	$1/6/6/1^{3w} + 0/14$	$\frac{2+3n-nD}{1-D}$	$\frac{M^2-Mn}{2M+2Mn}$	94.3	是	否
文献[89]	$2/5/5/1^{3w} + 0/13$	$\frac{2+n+D(n+1)}{1-D}$	$\frac{M^2+Mn+M}{2Mn+3M}$	94.2	否	否
文献[90]	$1/5/6/1^{2w} + 0/14$	$\frac{2(1+n)}{1-D}$	$\frac{M}{2(1+n)}$	94.9	是	否
本章	$1/6/7/1^{3w} + 0/15$	$\frac{3n+2}{1-D}$	$\frac{M}{3n+2}$	94.96	是	否

注： w 为耦合电感的绕组数。

与其他变换器不同,文献[5-7]所提隔离变换器具有良好的特性,其中电流隔离可以提高安全性和抗噪声性。然而,当匝数比 $n=1$ 时,本章所提变换器在增益和主开关管电压应力方面比隔离变换器具有显著的优势。不仅如此,隔离变换器的高电压增益需要高匝数比,这将增大变压器的大小和成本。此外,非共地结构也增加了控制的难度。

对于非隔离变换器,从图 3.8 与图 3.9 中可以看出,本章所提变换器具有电压增益高、开关管电压应力小的优点。此外,与文献[20-22,39,87]所提变换器相比,本章所提变换器采用单开关共地结构,降低了控制难度。

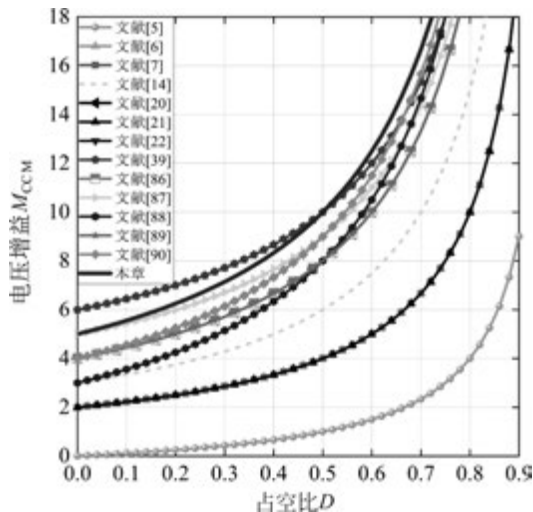


图 3.8 本章所提变换器与相关变换器电压增益与占空比的关系曲线 ($n=1$)

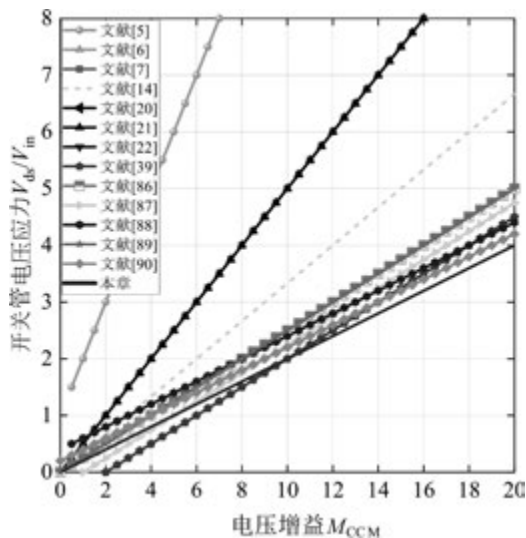


图 3.9 本章所提变换器与相关变换器开关管电压应力与电压增益的关系曲线($n=1$)

3.5 实验结果验证

为了验证理论分析的正确性,搭建一个硬件原型。表 3.2 列出了主要元件的参数。根据图 3.6 和规范,选择 $n=1$ 。根据式(3.11)和式(3.25),在输入电压为 25V,输出电压为 400V,负载电流 $I_{o_BCM}=0.24$ A 的情况下,可以得到在 BCM 运行下电感的值为

$$L_m = \frac{V_{in}(1-D)DT_s}{2(n_1 + 2n_2 + 2)I_{o_BCM}} \approx 45\mu\text{H} \quad (3.61)$$

表 3.2 实验规格及参数

参 数	参 数 值
输入电压 V_{in}/V	25~38
输出电压 V_o/V	400
最大输出功率 P_{o_max}/W	320
开关频率 f_s/kHz	50
开关管 S	IPP110N20N
二极管 D_1	MBR20100CT
二极管 $D_2 \sim D_7$	MUR420
电容 $C_1, C_{o1}/\mu\text{F}$	47
电容 $C_2 \sim C_5, C_{o2}/\mu\text{F}$	56
耦合电感	磁芯 EC4950
	$L_m = 45\mu\text{H}, L_k = 700\text{nH}$
匝数比 $N_1 : N_2 : N_3$	10 : 10 : 10

在 CCM 且输入电压 $V_{in}=25\text{V}$ 、输出功率 $P_o=320\text{W}$ 的条件下,实验波形如图 3.10 所示。图 3.10(a)展示了驱动电压 v_{gs} 、二极管 D_1 的电压和电流以及电源开关 S 上的电压应力的实验波形。电容 C_2 抑制了电源开关 S 的电压尖峰,电压约为 81V。漏感能量被电容 C_1 吸收,从而提高了变换器的效率。图 3.10(h)展示了电路在 CCM 下的稳定输出电压、漏感电流

和电容 C_1 的电压。此外,图 3.10 还主要展示了各电容两端电压以及二极管 $D_1 \sim D_7$ 上的电压和电流,其中实验测试参数与理论分析相对应。

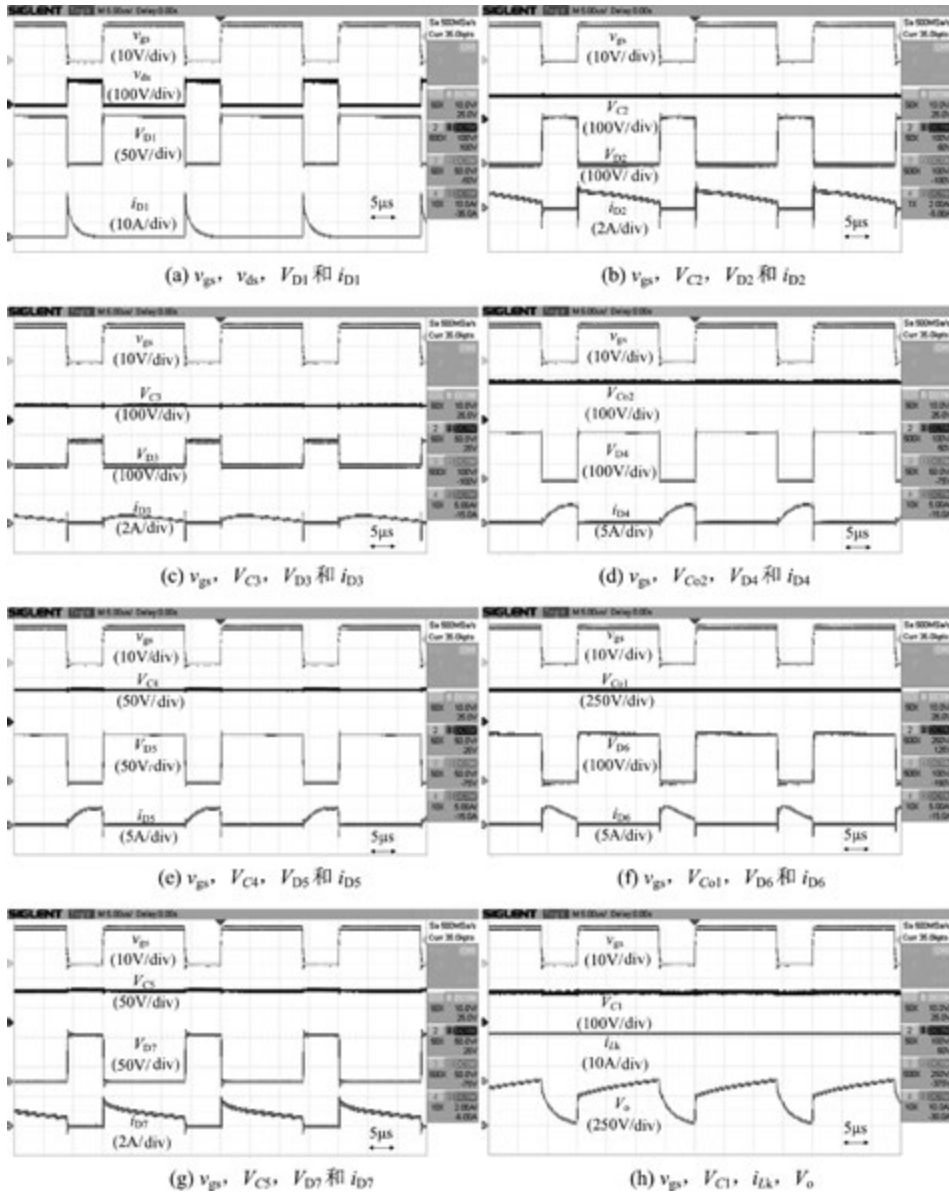
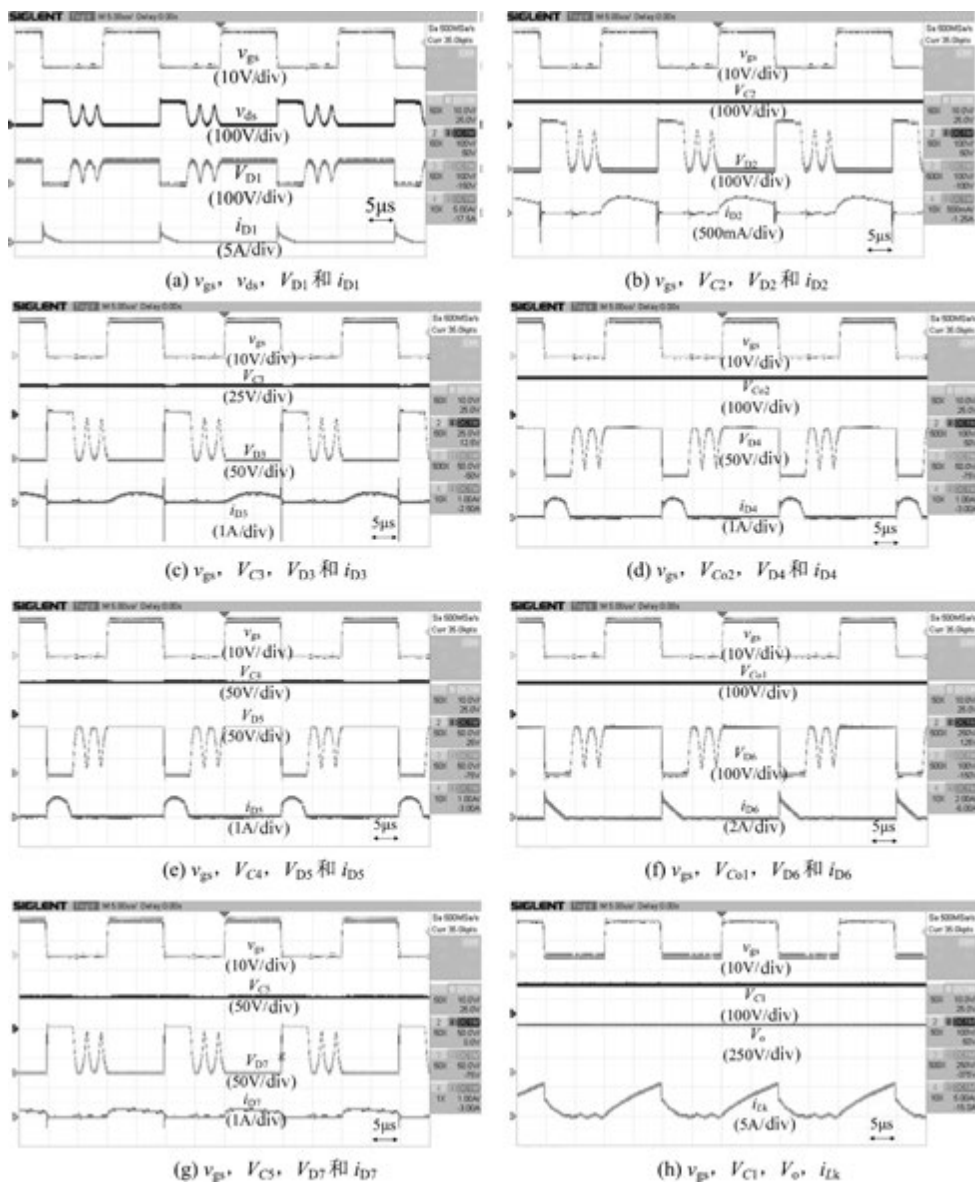


图 3.10 $V_{in} = 25V, V_o = 400V, P_o = 320W$ 条件下的实验波形

图 3.11 展示了输入电压 $V_{in} = 25V$ 、输出功率 $P_o = 48W$ 条件下 DCM 运行的实验波形。二极管电流 i_{D1} 、 i_{D4} 、 i_{D5} 和 i_{D6} 在电源开关 S 接通之前变成 0, 并且磁化电感与输出电容发生共振, 这验证了电路正在 DCM 下运行。钳位电路比 CCM 更好地抑制了电源开关 S 上的电压尖峰, 总的来说, 实验波形验证了理论分析的可靠性。

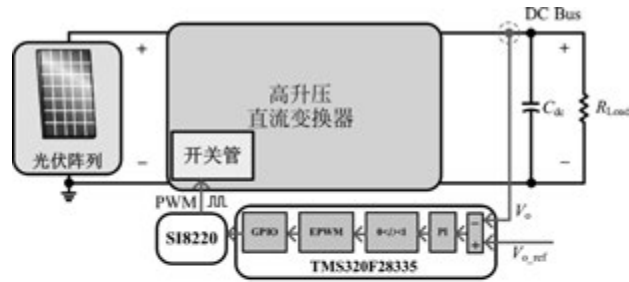
图 3.12(a) 展示了本章所提变换器的测试控制图, 比例积分 (PI) 控制器用于比较实际输出电压值 V_o 与给定值 V , 当 V_o 与 V_{o_ref} 之间存在差异时, 比较结果将应用于 PI 控制器以重新生成适当的占空比。TMS320F28335 数字信号处理器生成脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 命令, 通过 SI8220 金属-氧化物-半导体场效应晶体管 (Metal-Oxide-Semiconductor

图 3.11 $V_{in}=25V, V_o=400V, P_o=48W$ 条件下的实验波形

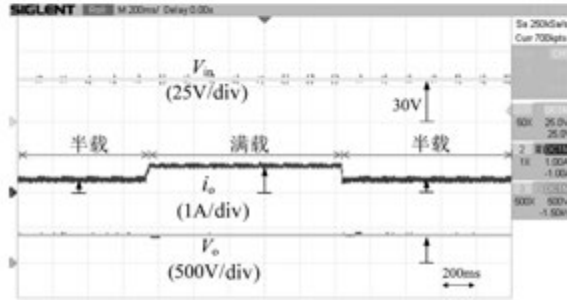
Field-Effect-Transistor, MOSFET) 驱动器应用于电源开关。

图 3.12(b) 显示了在 30V 输入电压和 400V 输出电压条件下, 输出负载 50% 阶跃变化时, 本章所提变换器的动态响应。为了测试输入电压变化时输出电压的动态特性, 图 3.12(c) 展示了在输出电压为 400V, 输出功率为 320W 的情况下, 输入电压值从 25V 变化到 38V 再回到 25V 时, 本章所提变换器的瞬态响应。可以看出, 当输入电压或负载发生变化时, PI 闭环控制能够将输出电压调节至 400V, 验证了该变换器的鲁棒性。

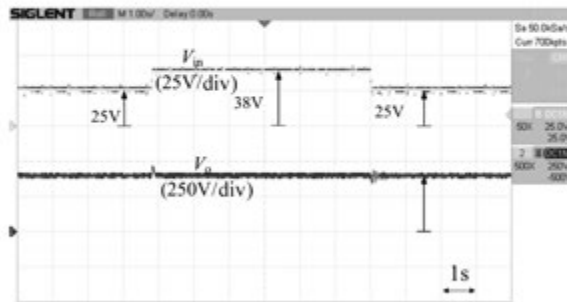
为了证明本章所提变换器的效率, 绘制在 10%~100% 的负载范围内, 输入电压为 25V、30V、38V, 输出电压为 400V 时的效率曲线, 如图 3.13 所示。可以看出, 该变换器性能优越, 最大效率和满载效率分别为 95.83% 和 94.96%。图 3.14 显示了 $V_{in}=25V$ 和 $V_o=400V$ 满载条件下的损耗分析。理论分析的总损耗为 15.8W。



(a) 测试控制图



(b) $V_{in}=30V$, $V_o=400V$ 时负载的动态响应



(c) 瞬态响应

图 3.12 本章所提变换器的测试控制图及动态/瞬态响应

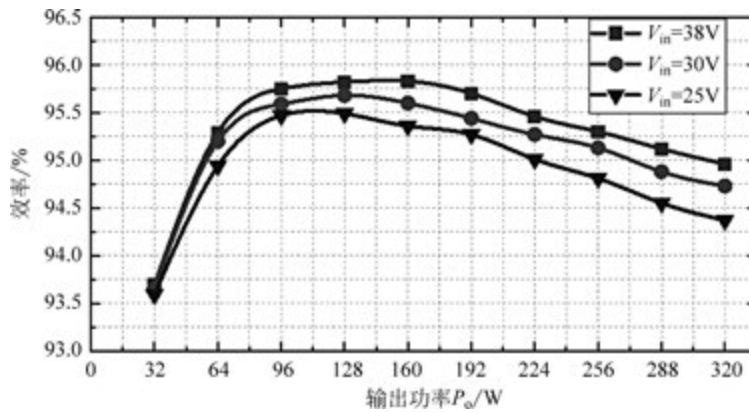


图 3.13 不同输入电压下效率测量结果

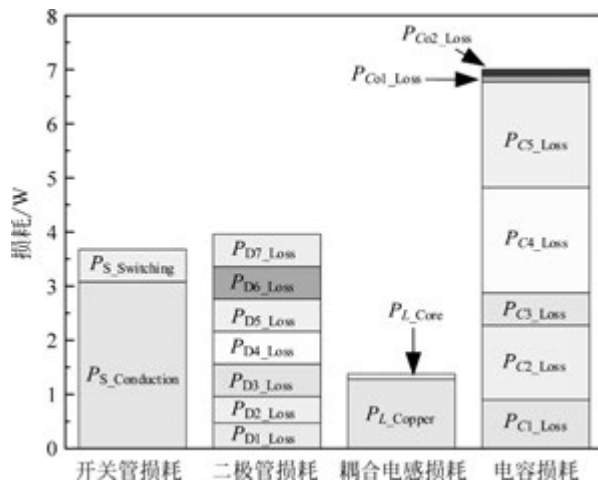


图 3.14 输入电压为 25V, 满载条件下的损耗分析

本章小结

本章系统地阐述了基于三绕组耦合电感和电压倍增的高升压直流变换器,包括在 CCM 和 DCM 下的模态分析和稳态分析,以及功率损耗分析。此外,还对本章所提变换器与同类型的变换器进行了详尽的参数比较。通过理论比较,本章所提变换器在实现高增益的同时,还能保持低电压和电流应力,展现出卓越的性能。为了验证本章所提变换器的可行性和理论分析的正确性,搭建一台输入电压范围为 25~38V、输出电压为 400V、功率为 320W 的样机。实验结果显示,该样机在最大负载和满载条件下的效率分别达到了 95.83% 和 94.96%。本章还设计了动态响应系统,并在实物样机中展示了其良好的控制效果。