70

ZVS 隔离型高增益 DC / DC 变换器

邾玢鑫,程 杉,谭 超

(三峡大学 电气与新能源学院,湖北 宜昌 443002)

摘要:将传统的L型电流输入隔离型DC/DC变换器与一种DCM(Diode-Capacitor Multiplier)电压增益单元 相结合,提出了一种新型ZVS隔离型高增益DC/DC变换器。在继承传统L型电流输入隔离型DC/DC变换器 输入电流纹波小、变压器匝数比低等优点的基础上,所提变换器可通过调节DCM增益单元数来调节变换器 的输入输出增益比;通过有源箝位电路和漏感的结合,开关均实现了零电压开通,二极管均实现了零电流关 断,二极管的反向恢复损耗得到了抑制;借助于所提DCM增益单元,二极管的电压应力以及变压器的绝缘等 级得到了有效降低;所有二极管的电压、电流应力均相等,便于散热设计。对变换器的工作原理和性能特点进 行了理论分析,并建立了一台输入24V、输出400V、功率为200W的实验样机。实验测试样机最高效率可达 95%,验证了理论分析的有效性和正确性。

关键词: 变换器; 电流输入; 隔离; 高增益; DCM; ZVS 中图分类号: TM 46 文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.011

0 引言

随着环境问题和能源危机的加剧,近年来新型 清洁能源在世界范围内得到了快速的发展^[14]。但如 燃料电池、光伏电池板等新型能源的输出电压均较 低,且输出电压也不规范。因此在其输出端口需要 一个具备高升压能力的变换器,一方面将较低的电 压升高到合适可用的电压等级,另一方面将不稳定 的输出电压转化为稳定可靠的输出电压^[57]。在一些 对安全性要求较高的场合,如电动汽车或家庭式光 伏发电中,利用高频变压器实现输入输出电气隔离 也是必不可少的一部分^[89]。总体而言,在该类应用 场合中,高效、高可靠性以及高功率密度的隔离型高 增益升压变换器已经成为一个研究热点^[1021]。

隔离型 DC/DC 变换器按照其变压器输入端电 能输入形式可以分为电压输入型和电流输入型。不 考虑变压器变比时,电压输入型具有降压、输入电流 断续等工作特点。在高增益应用场合中,将进一步增 加变压器原副边匝数比,此外由燃料电池和光伏电 池的输出特性可知,采用该类型的变换器时,还需要 较大体积的 LC 滤波器以保证电池输出电流的连续 平滑,这无疑会给变换器的功率密度、成本以及效率 带来不利的影响。因此在该类型的高增益变换场合 中,采用电流输入型更有优势。常见的电流输入型拓 扑可以归结为桥式、推挽式以及 L 式 3 种类型^[10-11]。 相比较而言,L 式具备开关导通损耗小、变压器利用

收稿日期:2014-09-20:修回日期:2015-04-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51407104);三峡大学 科学基金资助项目(KJ2014B010) 率高以及输入电流纹波小等优点,更适合于低压大 电流输入的应用场合^[12]。

为了在避免较高变压器匝比的情况下提高隔离 型变换器的输入输出增益,文献[12-16]通过采用多 个变压器及相应的整流电路,将多个变压器的输入 端各自并联输入多个电流源,而次级的整流电路输 出端串联在一起工作,得到的最终输出电压为各路 整流输出电压之和,这显然可以获得较高的输入输 出增益比。该方法的优点在于不仅可以有效提高输 入输出增益,而且可以有效降低器件的电压、电流应 力,以及开关损耗和电路的导通损耗;缺点在于使用 过多器件会降低电路的整体可靠性,且控制及驱动 电路的设计也较为复杂。文献[17-19]通过提高后级 整流电路的增益来获得较高的输入输出比。与前一 种方法相比,该方法具有元器件少、电路结构简单等 优点,近年来所受关注也较多。文献[17-18]通过采 用倍压整流电路获得了2倍的电压增益,但其所增 加的增益倍数有限,且整流滤波电路中所用二极管 的电压应力并未降低。文献[19]在传统倍压整流电 路上,提出了一种4倍压整流电路,其进一步增加了 输入输出增益比,且有效降低了二极管的电压应力, 较适合于要求输入输出隔离的高增益应用场合。

前述方案虽然提出了多种具备高增益升压能力的整流电路,但其增益倍数均是固定不变的。文献 [20]提出一种基于 DCM(Diode-Capacitor Multiplier) 单元实现的非隔离型高增益 DC/DC 变换器,其输入 输出增益可以通过设定 DCM 单元数来调节。本文 进一步将该增益单元与 L 式电流输入型拓扑相结 合,提出了一种 ZVS 隔离型高增益 DC/DC 变换器。 文中以含有 3 个 DCM 单元的变换器为例,分别阐述

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51407104) and the Science Foundation of China Three Gorges University(KJ2014B010)

其工作原理及性能特点,在此基础上讨论了变换器 中关键参数的设计,并制作了一台输出功率为200W 的实验样机,对所述理论分析进行了实验验证。

1 工作原理

本文所提 ZVS 隔离型高增益 DC/DC 变换器拓 扑如图 1 所示。图 2 为含有 3 个 DCM 单元的变换器 拓扑。为简化其分析过程,下面均假设:①电感电流 *i*₁₁、*i*₁₂连续;②电容 *C*₀、*C*₁、*C*₂、*C*₃足够大,其上电压保持 不变;③所有器件都是理想器件,不考虑寄生参数等 的影响;④箝位电容与漏感间的谐振周期远大于开 关关断时间,且忽略箝位电容上的电压纹波;⑤有源 开关 V_{T1}、V_{T2}采用交错控制策略,而且开关占空比 *D*>0.5;⑥辅助开关 V_{T2}、V_{T2}与各自支路的主开关互 补导通,且主开关与相应的辅助开关在切换时留有 足够的死区时间。

在一个开关周期 T_s内,变换器有 21 个等效工作电路,各状态稳态工作时的主要波形如图 3 所示 (图中 D=0.7)。其中 D_{VT1}、D_{VT2}、D_{VT4}、D_{VT2}分别表示开 关 V_{T1}、V_{T2}、V_{T4}、V_{T2}的占空比波形。下面具体介绍变 换器稳态工作时的开关状态。

(1)状态 1(t₀~t₁)。该状态中,主开关 V_{T1}、V_{T2} 均 导通,电感电流 i_{L1}、i_{L2} 在输入电源 u_{in} 的激励下线性 上升;变压器次级二极管 V_{D0}、V_{D1}、V_{D2}、V_{D3} 均反向截 止,辅助开关 V_{Te1}、V_{Te2} 均关断,箝位电容 C_{e1}、C_{e2}上的 电压均保持不变,输出滤波电容 C_o独自向负载供电, 输出电压 u_o下降。

(2)状态 $2(t_1 \sim t_2)$ 。在 t_1 时刻主开关 V_{12} 的驱动 信号关断,主开关 V_{11} 保持导通,电感电流 i_{L1} 在输入 电源 u_n 的激励下继续线性上升;电感电流 i_{L2} 向开关 V_{12} 的漏源极电容 C_{V12} 充电,由于电容 C_{V12} 的存在, 限制了开关 V_{12} 漏源极电压的上升速度,可以有效降 低开关 V_{12} 的关断损耗;该过程持续到电容 C_{V12} 上的 电压上升至 $u_0/(4N)$ 结束,其中 N 为变压器变比。

(3)状态 3(t₂~t₃)。在 t₂ 时刻开关 V₁₂ 漏源极电 容 C_{V12}上的电压上升至 u_o/(4N),二极管 V_{D1}、V_{D3} 导 通,漏感电流 i_{1k}开始上升,但由于漏感 L_k的存在,i_{1k} 上升速度受限,因此二极管 V_{D1}、V_{D3} 实现了近似零电 流导通。电感电流 i_{L1}继续为电容 C_{V12} 充电,该过程 持续到电容 C_{V12}上的电压上升至 u_{G2} 结束。由于电 容 C_{V12}非常小,所以从漏感电流开始上升到电容 C_{V12} 端电压为 u_{G2} 的过程很短,因此在电路性能分析时 可以忽略该过程的影响,认为漏感电流 i_{1k}上升的时 刻与电容 C_{V12}端电压被电容 C_{c2} 箝位的时刻一致。

(4)状态 $4(t_3 \sim t_4)$ 。在 t_3 时刻电容 C_{VT2} 端电压上 升至 u_{G2} ,辅助开关 V_{T2} 的体二极管导通,由于箝位



图 1 所提 ZVS 隔离型高增益 DC/DC 变换器拓扑 Fig.1 Topology of proposed ZVS isolated high step-up DC/DC converter



图 2 含有 3 个 DCM 单元的电流输入 ZVS 隔离型高增益 DC/DC 变换器拓扑 Fig.2 Topology of current-fed ZVS isolated high step-up DC/DC converter with 3 DCM cells



Ð

图 3 静态工作时一个开关周期 T_s 内的主要波形 Fig.3 Main waveforms within one switching period T_s in steady-state operation

电容 C_{c2}相对电容 C_{V12}来说很大,因此大部分电感电流 i₁₂将流入箝位电容 C_{c2}中,开关管 V₁₂漏源极电压 被箝位在 u_{C2},且从此刻开始漏感 L_k、箝位电容 C_{c2} 以及变压器次级电容将会形成一个谐振电路,由于变 压器次级电容设计时足够大,其电压纹波可以忽略,因此在分析其谐振过程时可以等效为一个恒定的电压源。这个谐振周期与漏感 L_k和箝位电容 C_{c2} 的值 有关(忽略电容 C_{V12} 的影响),且谐振周期必须足够大,以保证电路的可靠工作^[19]。该谐振过程会持续 到 t₄时刻(辅助开关 V₁₂驱动信号到来)结束。

(5)状态 5(t₄~t₅)。在 t₄ 时刻辅助开关 V₁₂ 的驱动信号到来,因其体二极管已提前开通,故辅助开关 V₁₂ 实现零电压开通;该状态下漏感电流 i₁₄ 近似线 性上升,该过程持续到 i₁₄ 上升至电感电流 i₁₂ 时结束。

(6)状态 6(t₅~t₆)。在 t₅时刻漏感电流 i_{1k}上升至 电感电流 i₁₂,箝位电容电压 u_{G2} 停止上升并开始向 漏感 L_k进行放电,漏感电流 i_{1k}继续上升,该过程持 续到辅助开关 V_{T62}关断时结束。

(7)状态 7(t₆~t₇)。在 t₆时刻辅助开关 V_{T2}的驱

动信号关闭,电容 C_{V12} 的存在限制了开关 V_{Te2} 端电 压的上升速率,可以有效降低开关 V_{Te2} 的关断损耗, 之后箝位电容 C_{c2} 退出谐振电路,此时仅余开关 V_{T2} 漏源极电容 C_{V12} 独立向漏感 L_k 谐振放电,该状态持 续到电容 C_{V12} 上电压下降至 $u_0/(4N)$ 结束。

(8)状态 8($t_7 \sim t_8$)。在 t_7 时刻电容 C_{V12} 上的电压 下降至 $u_0/(4N)$,漏感 L_k 端电压反向,漏感电流 i_{1k} 达 到最大值并于此刻开始下降,电容 C_{V12} 通过漏感 L_k 继 续放电,该过程持续到电容 C_{V12} 上的电压下降至 0。

(9)状态 9($t_8 \sim t_9$)。在 t_8 时刻电容 C_{VT2} 上电压下降至 0,主开关 V_{T2} 的体二极管导通,漏感 L_k 端电压为 $-u_o/(4N)$,漏感电流 i_{Lk} 线性下降,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 在输入电源 u_{in} 的激励下线性上升;该过程持续到主开关 V_{T2} 的驱动信号开通时结束。

(10)状态 $10(t_9 \sim t_{10})$ 。在 t_9 时刻主开关 V_{12} 的驱动信号开通,由于其体二极管已经导通,主开关 V_{12} 实现了零电压开通,漏感电流 i_{1k} 继续线性下降,该过 程持续到漏感电流 i_{1k} 下降至电感电流 i_{12} 时结束。

(11)状态 11($t_{10} \sim t_{11}$)。在 t_{10} 时刻漏感电流 i_{Lk} 下降至电感电流 i_{L2} ,主开关 V_{12} 的电流在此时反向,该过程持续到漏感电流 i_{Lk} 下降至 0 时结束。变压器次级二极管 V_{D1} 、 V_{D3} 的电流也随之下降至 0。值得注意的是,受漏感电流 i_{Lk} 下降速率的控制,二极管 V_{D1} 、 V_{D3} 的电流下降速率也得到了有效控制,实现了近似零电流关断,可以有效降低二极管的反向恢复损耗。在 t_{10} 时刻之后,次级二极管 V_{D0} 、 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 均反向截止,主开关 V_{T1} 、 V_{T2} 均导通,电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 在输入电源 u_{n} 的激励下线性上升,与状态 1 一致。

主开关 V_{T1}、辅助开关 V_{Te1}的开关切换状态与主 开关 V_{T2}、辅助开关 V_{Te2}的开关切换状态相似,在此 不再赘述。

2 性能分析

根据上述 4 倍于普通 L 型升压变换器的工作原 理,下面对其进行性能分析,并将分析结果推广到含 有 m 个 DCM 升压单元的 L 型升压变换器中,以便根 据输入输出参数进行设计。在以下分析过程中进行 如下简化:开关均采用交错控制策略,且开关占空比 D>0.5,并假定所有电感电流均连续,忽略寄生参数 的影响及电容上的纹波。下面分别从输入输出增益、 电压和电流应力及各相输入电流间的关系方面进 行性能分析。

2.1 输入输出增益

忽略漏感以及主开关与有源箝位开关之间死区 时间的影响,由电感L₁、L₂的伏秒平衡可得:

$$u_{in}D = [u_o/(4N) - u_{in}](1-D)$$
 (1)
化简可得:

$$M = \frac{u_{\rm o}}{u_{\rm in}} = \frac{4N}{1-D} \tag{2}$$

推广到含有 m 个 DCM 升压单元的 L 型升压变 换器中可得输入输出增益 M 为:

$$M = \frac{u_{\rm o}}{u_{\rm in}} = \frac{(m+1)N}{1-D}$$
(3)

图 4 所示为不同 DCM 单元数 m 及变压器变比 N下,输入输出增益 M 关于占空比 D 的函数。可见 通过增加 DCM 单元数和变压器的匝比均可显著提 高变换器的输入输出增益。



图 4 输入输出增益与变压器匝数比、DCM 单元数及 占空比之间的关系

Fig.4 Curve of conversion ratio vs. duty cycle for different turn-ratios and DCM cell numbers

2.2 开关器件的电压应力

忽略箝位电容上的电压纹波、电感电流纹波(电 感电流记为 I_L)以及主开关与有源箝位开关之间死 区时间的影响,由前述分析可知,开关器件的电压应 力即为箝位电容上的电压峰值。因此此时仅需计算 箝位电容上的电压值即可。由电源输入功率和变压 器输入功率平衡可得(忽略中间损耗的影响).

$$P_{\rm T} = \frac{\int_{DT_{\rm s}}^{T_{\rm s}} \frac{u_{\rm o}}{4N} i_{lk}(t) dt}{T_{\rm s}} = P_{\rm in} = u_{\rm in} I_L$$
(4)

由于忽略了箝位电容上的电压纹波以及主开关 与有源箝位开关之间死区时间的影响,因此可以认 为漏感电流 *i*_{tk} 是线性上升的:

$$i_{Lk}(t) = \frac{u_{Cc} - \frac{u_o}{4N}}{L_k} (t - DT_s) \quad t \in [DT_s, T_s]$$
(5)

通过式(4)和式(5)可以解得:

$$u_{Cc} = \frac{u_{\rm o}}{4N} + \frac{2u_{\rm in}I_L N \times 4L_{\rm k}}{(1-D)^2 u_{\rm o}T_{\rm s}}$$
(6)

将式(3)代入式(6)进行化简可得:

$$u_{cc} = \frac{u_{o}}{4N} + \frac{2I_{L}L_{k}}{(1-D)T_{s}}$$
(7)

可以看出箝位电容电压由两部分构成:一部分 是忽略漏感时理想状态下的开关管的电压应力;另 一部分和漏感大小直接相关,随着漏感值的增加而 增加。因此在保证电路正常工作时,漏感值应越小 越好。值得注意的是,由于箝位电容上电压纹波的 存在,实际开关管的电压应力要略高于式(6)计算的 结果。推广到含有 m 个 DCM 升压单元的 L 型升压 变换器中可得箝位电容上电压为:

$$u_{Cc} = \frac{u_{o}}{N(m+1)} + \frac{2I_{L}L_{k}}{(1-D)T_{s}}$$
(8)

定义二极管 V_{D0} 、 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 的电压应力 u_{vpVD0} 、 u_{vpVD1} 、 u_{vpVD2} 、 u_{vpVD3} ,根据电路工作原理易知:

$$u_{vpVD0} = u_{vpVD1} = u_{vpVD2} = u_{vpVD3} = u_o / 2$$
 (9)

推广到含有 $m \uparrow DCM$ 升压单元的 L 型升压变 换器中可得:

$$u_{vpVD0} = \dots = u_{vpVDm} = 2u_o / (m+1)$$
 (10)
2.3 开关管及二极管的电流应力

忽略漏感以及主开关与有源箝位开关之间死区时间的影响,忽略电感电流纹波,设它们的值分别为 *I*_{L1}和*I*_{L2}。同样忽略输入电流*i*_{in}的纹波,设其值为 *I*_{ino}根据电容*C*₃的安秒平衡可得:

$$I_{L1}(1-D)T_{\rm s} = I_{L2}(1-D)T_{\rm s} \tag{11}$$

即:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{\rm in}/2 \tag{12}$$

由式(12)可知,电感电流实现了自动均流,无需 采用任何有源均流策略。

设开关管电流 *i*_{VT1}、*i*_{VT2} 的平均值分别为 *I*_{VT1} 和 *I*_{VT2}, 二极管电流 *i*_{VD0}、*i*_{VD1}、*i*_{VD2}、*i*_{VD3} 的平均值分别为 *I*_{VD0}、*I*_{VD1}、*I*_{VD2}、*I*_{VD3}。根据变换器工作原理,流过开关管 的电流平均值分别为:

$$I_{\rm VT1} = I_{\rm VT2} = DI_{L1} + (1 - D)I_{L2} = I_{\rm in}/2$$
(13)

由于正常工作时电容电流平均值为零(电容的 安秒平衡),于是可得:

$$I_{\rm VD0} = I_{\rm VD1} = I_{\rm VD2} = I_{\rm VD3} \tag{14}$$

又由

$$I_{\rm VD2} + I_{\rm VD0} = (1 - D)I_{L1} \tag{15}$$

$$I_{\rm VD1} + I_{\rm VD3} = (1 - D)I_{L2} \tag{16}$$

可得:

$$I_{\rm VD0} = I_{\rm VD1} = I_{\rm VD2} = I_{\rm VD3} = \frac{(1-D)I_{\rm in}}{4N} = I_{\rm o}$$
(17)

通过类似推导,对于含有 m 个 DCM 升压单元的 L 型升压变换器,当 m 是奇数时,电感电流及流过开 关管和二极管的电流平均值分别为:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{\rm in} / 2 \tag{18}$$

$$I_{\rm VT1} = I_{\rm VT2} = DI_{L1} + (1 - D)I_{L2} = I_{\rm in}/2$$
(19)

$$I_{\rm VD0} = \dots = I_{\rm VDm} = \frac{(1-D)I_{\rm in}}{(m+1)N} = I_{\rm o}$$
 (20)

当 m 是偶数时,电感电流及流过开关管和二极 管的电流平均值分别为:

$$I_{L1} = \frac{(m+2)I_{\rm in}}{2(m+1)} \tag{21}$$

$$I_{L2} = \frac{mI_{\rm in}}{2(m+1)}$$
(22)

$$I_{\rm VT1} = DI_{L1} + (1-D)I_{L2} = \frac{(m+2D)I_{\rm in}}{2(m+1)}$$
(23)

$$I_{\rm VI2} = DI_{L2} + (1-D)I_{L1} = \frac{[2(1-D)+m]I_{\rm in}}{2(m+1)} \quad (24)$$

$$I_{\rm VD0} = I_{\rm VD1} = \dots = I_{\rm VDm} = \frac{(1-D)I_{\rm in}}{(m+1)N} = I_{\rm o}$$
(25)

通过上述分析可知,次级二极管的电压应力和电流应力均相等,开关管的电压应力一致,电流应力在 DCM 单元 m 是奇数时一致,为偶数时近似一致。这 意味着这些器件的损耗基本一致,有利于器件的选 择和散热器设计。

3 关键参数设计

在进行仿真和实验之前,首先应该设计出满足 变换器工作要求的电路参数,因此本节中对影响变 换器工作性能的几个关键参数进行设计指导。

3.1 变压器变比

前级采用 L 型结构,开关占空比需满足 D>0.5, 在根据输入输出电压变化范围可以确定变压器变比 N(N=n₂:n₁)的上限,另一方面变压器变比直接关系 到原边反射电压的大小,较小的原边电压可以获得 较小的开关电压应力。因此可通过设定最小的占空 比 D 来确定变压器变比,如式(26)所示。

$$N = \frac{u_{\rm o}(1 - D_{\rm min})}{u_{\rm in}(m+1)}$$
(26)

其中,m为后级增益单元数。

3.2 漏感值

通过第2节的分析可知,漏感值与箝位电容上的电压满足式(8)。因此在不考虑其他因素的前提下, 总是希望漏感值越小越好。但由第1节中的分析可 以看出,漏感在辅助开关关断之后必须保证足够的 能量去完成开关漏源极电容的放电,从而保证主开 关的零电压导通。因此可得式(27)。

$$L_{\rm k} \ge \frac{C_{\rm VI} u_{Cc}^2}{4 I_L^2} \tag{27}$$

3.3 箝位电容

漏感值确定之后,通过设定箝位电容的值可以 设定箝位电容与变压器漏感之间谐振工作的谐振周 期;由变换器在开关管关断之后的谐振工作过程不 超过该谐振周期的一半可以得到式(28)^[19]。

$$C_{\rm c} \ge \frac{(1-D)^2}{\pi^2 f_{\rm s}^2 L_{\rm k}}$$
 (28)

值得注意的是,谐振电容取较大值可进一步降 低箝位电容上的电压纹波,以降低开关器件上电压 应力。通过前述理论分析可知,过大的箝位电容不会 影响电路的其他性能,故可以式(28)为下限,考虑 变换器的功率密度后选择合适的箝位电容值。

4 实验研究

为验证前述理论分析的正确性和有效性,搭建了 一台实验样机,其参数如下:输入电压 u_{in}=24 V;输出 电压 u_o=400 V;最大输出功率 P_o=200 W;开关频率 f_s= 100 kHz;有源开关 V_{T1}, V_{T2}, V_{Tc1}, V_{T2}采用 IPP110N20N3G; 二极管 V_{D0}, V_{D1}, V_{D2}, V_{D3}采用 STTH15L06; 箝位电容 $C_{e1} = C_{e2} = 10 \ \mu$ F;有源开关端电容 $C_{VT1} = C_{VT2} = 6.6 \text{ nF}$; 增益单元电容 $C_1 = C_2 = 2.5 \ \mu$ F;增益单元电容 $C_3 = 5 \ \mu$ F; 输出滤波电容 $C_o = 20 \ \mu$ F;输入电感 $L_1 = L_2 = 200 \ \mu$ H; 实测漏感值 $L_k = 2.69 \ \mu$ H;变压器变比 $N = n_2 : n_1 = 12 : 7_o$

实验结果如图 5 所示,通过图 5(a)—(d)可以看 出所有开关均实现了零电压导通,开关损耗得到了 有效降低。同时图 5(e)与图 5(a)、(b)比较可见,主 开关漏源极端电压应力被有效控制在箝位电容 C_{e1}、 C_{e2}的端电压附近。最大电压尖峰不超过 90 V,箝位





Fig.5 Experimental waveforms

电路有效限制了由变压器漏感引起的电压尖峰。

从图 5(f)、(g)可见变压器次级二极管 V_{D0} 、 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 的电压应力均约为 200 V,电流有效值相等, 所有二极管均实现了零电流关断,几乎没有反向恢 复电流的存在。从图 5(h)可见电容 C_1 、 C_2 的端电压 u_{C1} 、 u_{C2} 约为 200 V,电容 C_3 的端电压 u_{C3} 约为 100 V, 与理论分析一致。

图 5(i)为输入电压 u_{in},输出电压 u_o及电感电流 i₁₁、i₁₂的波形,理论分析中此时主开关占空比约为 0.6;由图 5(a)、(b)可知实际工作时主开关占空比约 为 0.65,与理论分析较为接近。

图 6 所示为实测的样机工作效率,其中最大工 作效率约为 95.2%,额定工作时效率约为 93%。

表1是通过理论分析得到的额定工作时变换器 的损耗分布,考虑到所有开关均实现了零电压导通 且二极管实现了零电流关断,因此忽略了开关损耗



和反向恢复损耗,同时为简化分析过程,不考虑开关 管的驱动损耗。显然,主要损耗集中在开关管和二 极管的导通损耗、电感的损耗以及变压器的损耗上。 理论分析得到的变换器额定工作效率为 95.37%,与 实际测量得到的 93% 相差较小。

0.09

9.69

09

箝位电路 V_{Tel}、V_{Te2}、C_{e1}、C_{e2}

总损耗

5 结论

本文将L式电流输入型拓扑与 DCM 单元相结 合实现了一种具备软开关能力的高增益隔离型 DC/ DC 变换器,该变换器在实现高增益的同时,避免了 DCM 单元电压调节能力差的问题,同时通过箝位电 路限制了变压器漏感导致的开关管电压应力尖峰, 并实现了开关管的零电压导通和二极管的零电流关 断。文中分析了变换器的工作原理并给出了关键参 数的设计方法,理论分析和实验结果均表明所提变换 器较适合于需要输入输出隔离的高增益变换场合。

参考文献:

- 李存斌,常昊,冯霞,等. 智能电网下风力-火电联合发电在微电 网系统中的扩展规划[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):47-51.
 LI Cunbin,CHANG Hao,FENG Xia,et al. Expansion planning of wind-thermal co-generation system in microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(3):47-51.
- [2] LI Wuhua, HE Xiangning. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,58(4):1239-1250.
- [3] WANG Xiaolei, YAN Pan, YANG Liang. An engineering design model of multi-cell series-parallel photovoltaic array and MPPT control [C]// Proceedings of the 2010 International Conference on Modelling Identification and Control. Okayama, Japan; [s.n.], 2010:140-144.
- [4] 吴凤江,孙醒涛,江彦. 直流微电网周期波动对光伏系统输出功率的影响及其抑制[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):34-39.
 WU Fengjiang,SUN Xingtao,JIANG Yan. Effect of DC microgrid periodical ripple on output power of photovoltaic system and its

elimination [J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34 (3):34-39.

[5] 罗全明,郑玢鑫,周雒维,等. 一种多路输入高升压 Boost 变换器
 [J]. 中国电机工程学报,2012,32(3):9-14.

LUO Quanming,ZHU Binxin,ZHOU Luowei, et al. High step-up Boost converter with multiple-input[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 9-14.

- [6] CHANGCHIEN S K,LIANG T J,CHEN J F E,et al. Novel high step-up DC-DC converter for fuel cell energy conversion system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57 (6): 2007-2017.
- [7] HSIEH Y P,CHEN J F E,LIANG T J,et al. A novel high step-up DC-DC converter for a microgrid system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2011,26(4):1127-1136.
- [8] YAO Chuan, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Isolated Buck-Boost DC/DC Converters suitable for wide input-voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2599-2613.
- [9] LIANG T J,LEE J H,CHEN S M,et al. Novel isolated high step up DC-DC converter with voltage lift[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013,60(4):1483-1491.
- [10] DU Y,LUKIC S M,JACOBSON B S,et al. Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix, America:[s.n.],2011;553-560.
- [11] IVENSKY G, ELKIN I, BEN Y S. An isolated DC-DC converter using two zero current switched IGBTs in a symmetrical topology[C]//IEEE 25th Annual Conference on Power Electronics. Taipei, China; [s.n.], 1994;1218-1225.
- [12] KIM Hyungjoon, YOON Changwoo, CHOI Sewan. An improved current-fed ZVS isolated boost converter for fuel cell applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9):2357-2364.
- [13] KONG X,KHAMBADKONE A M. Analysis and implementation of a high efficiency, interleaved current-fed full bridge converter for fuel cell system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007,22(2):543-550.
- [14] LI Wuhua, LIU Jun, WU Jiande, et al. Design and analysis of isolated ZVT Boost converters for high-efficiency and high-step-

up applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007,22(6):2363-2374.

- [15] ZHOU H H, KHAMBADKONE A M, KONG X. Passivity-based control for an interleaved current-fed full-bridge converter with a wide operating range using the Brayton-moser form[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(9):2047-2056.
- [16] WEN J,JIN T T,SMEDLEY K M. A new interleaved isolated boost converter for high power applications [C] // IEEE 21st Annual Conference and Exposition on Applied Power Electronics. Dallas, America: [s.n.], 2006:79-84.
- [17] KONG X,CHOI L T,KHAMBADKONE A M. Analysis and control of isolated current-fed full bridge converter in fuel cell system[C]//IEEE 30th Annual Conference on Industrial Electronics Society. Busan,Korea;[s.n.],2004;2825-2830.
- [18] KWON J M,KWON B H. High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009,24(1):108-115.
- [19] ZHAO Y,XIANG X,LI W,et al. Advanced symmetrical voltage quadrupler rectifiers for high step-up and high output-voltage converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4):1622-1631.
- [20] ZHOU Luowei, ZHU Binxin, LUO Quanming, et al. Interleaved non-isolated high step-up DC/DC converter based on the diode-capacitor multiplier [J]. Power Electronics, IET, 2014, 7(2): 390-397.

作者简介:



邾玢鑫(1986—),男,安徽芜湖人,讲师,博士,研究方向为电力电子变流器拓扑 结构、建模与控制、数字控制等(E-mail: zhubinxin40@163.com);

程 杉(1981—),男,河南南阳人,讲 师,博士,从事电力系统优化运行、新能源微 电网技术等研究;

¹¹⁷⁷ 谭 超(1982—),男,湖北利川人,讲 师,博士,从事电力电子、电磁场测量与应用、微弱信号检测等 研究。

ZVS isolated high step-up DC/DC converter

ZHU Binxin, CHENG Shan, TAN Chao

(School of Electrical Engineering and Renewable Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China) **Abstract:** A ZVS isolated high step-up DC/DC converter is proposed, which combines L-type current-fed isolated DC/DC converter with DCM (Diode-Capacitor Multiplier) cells. The advantages of L-type converter are inherited, such as smaller input current ripple, lower transformer turn-ratio, etc.; the step-up conversion ratio can be easily adjusted by changing the number of DCM cells; all switches are turned on at zerovoltage, all diodes are turned off with zero-current and the diode reverse-recovery loss is suppressed by combining the active clamp circuit with the inductance leakage; the voltage stress of diode and the insulation class of transformer are lowered due to the DCM cells; all diodes have the same current and voltage stresses to simplify the thermal design. The working principle and performance of the proposed converter are theoretically analyzed and a prototype of 24 V input voltage, 400 V output voltage and 200 W output power is established. The highest efficiency of the prototype reaches 95%, verifying the effectiveness and correctness of the theoretical analysis.

Key words: electric converters; current-fed; isolation; high step-up; DCM; ZVS

16