

基于电流源半桥的光伏直流 模块变压器的优化设计

曹鸿, 谢少军, 王烨, 杨晨

南京航空航天大学自动化学院, 江苏南京 211106

摘要: 研究了一种应用于光伏直流模块的电流源半桥变换器, 该变换器是一种具有高升压比的隔离型 DC/DC 变换器, 其中变压器参数对变换器的工作有较大的影响, 因此变压器的优化设计是该变换器的一个重要问题。本文分析了变压器参数对变换器工作的影响, 之后对变压器进行了优化设计, 在保证适当的激磁电感和减小漏感的同时也提高了变压器的功率密度, 后进行了实验验证了变压器优化设计的正确性和合理性。

关键词: 电流源半桥变换器, 激磁电感, 漏感, 平面变压器, 光伏直流模块

Transformer's Optimization of DC Module Based on Current-Fed Half-Bridge Converter

Cao Hong, Xie Shao-jun, Wang Ye, Yang Chen

College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211106, Jiangsu Province, China

Abstract: A DC module for photovoltaic applications based on current-fed half bridge converter is discussed. Current-fed half-bridge converter is an isolated DC/DC converter with high step-up ratio. Its principle is influenced by transformer's parameters. So transformer's optimization is an important problem to be solved. In this paper, the transformer's affection on converter principle is analyzed and the transformer is optimized to ensure it has a proper magnetizing inductance, a low leakage inductance and high power density. Lastly, the experiment is implemented to verify the validity of the optimization of transformer.

Keywords: current-fed half-bridge converter, magnetizing inductance, leakage inductance, planner transformer, DC module

1 引言

交流或直流式模块式光伏发电系统针对每一块光伏电池板单独设计的光伏变换器, 能够充分利用光伏电池发出的功率, 可解决光伏电池阵列应用中的部分阴影问题, 是光伏发电的重要技术方向。在模块式直流光伏发电系统中, 光伏直流模块的输出一般通过并联经统一的逆变单元并网, 为便于对后级进行逆变变换, 模块式光伏变换器的输出将具有较高的电压(电压等级在几百伏), 但一般光伏电池板的开路输出电压仅有几十伏, 所以具有高升压比的 DC/DC 变换器才可以是光伏直流模块的适用变换器。目前有大量关于高升压比直流变换的研究报道。然而, 在现有种类繁

多的高升压比直流变换器中, 真正可实用的电路并不多, 大部分电路结构复杂, 或者不具备电气隔离功能, 或者难以实现高的效率。电流源半桥变换器作为一种无需辅助电路的高升压比变换器, 电路结构简单, 且能够通过电路参数优化设计和变换器的工艺设计而使变换器高效率工作, 是一种具有较高实用价值的方案。

电流源半桥变换器是一种隔离型 DC/DC 变换器, 它早于 1993 年由澳大利亚学者 Wolf 提出^[1]。该变换器由电压源半桥变换器根据对偶原则推导而得, 具有和电压源半桥变换器对偶的电气特性。该拓扑结构具有输入电流脉动小、升压比高的特点, 并且能够实现输入输出电气隔离,

这些特点使得该拓扑适合于低压大电流应用场合如光伏发电等领域,随着新能源发电技术的发展,该拓扑也受到更多的关注^[2]。

但由于电流源半桥变换器中磁性元件较多,该变换器功率密度较低,此外变压器漏感也会导致开关管关断时存在电压尖峰。在现有文献中,文[3]对理想条件下电流源半桥变换器的工作原理进行了研究,但未考虑变压器激磁电感和漏感对变换器工作的影响。因此电流源半桥变换器变压器的研究对提高变换器的工作性能有着重要的意义。

本文通过分析变压器参数对变换器工作的影响,对变压器进行优化设计,在保证适当的激磁电感和减小漏感的同时尽可能减小变压器的体积,提高变压器的功率密度,进而优化电流源半桥变换器整体的工作性能。论文第二节分析了理想条件下变换器的工作原理,第三节分析了考虑激磁电感和漏感时变换器的工作原理并指出漏感和激磁电感对变换器工作有较大的影响,第四节根据前两节分析对变压器进行了优化设计,第五节对优化后的变换器进行实验分析并给出实验波形。

2 理想条件下变换器原理分析

电流源半桥变换器根据开关管的通断状态可以分为四种工作模态,各模态等效电路图如图1所示^[4],在具体分析工作原理前需要做出如下的假设:

- (1) 所有有源开关管和二极管均为理想器件;
- (2) 变压器 T_1 为理想变压器;
- (3) 电感 L_1 、 L_2 的感值和输出端电容 C_0 、 C_1 的容值足够大,稳态工作时电感电流和电容电压基本不变。

下面对各个模态下变换器工作情况进行分析:

模态 1 $[t_0 \sim t_1]$: t_0 时刻之前,开关管 Q_1 、 Q_2 均导通。 t_0 时刻,开关管 Q_2 关断,电感电流 I_{L2} 流过变压器 T_1 ,副边二极管 D_1 导通,电容 C_1 充电。电感 L_1 电流 I_{L1} 线性上升,电感 L_2 电流 I_{L2} 线性下降;

模态 2 $[t_1 \sim t_2]$: t_1 时刻,开关管 Q_2 导通,电感电流 I_{L2} 流经开关管 Q_2 ,变压器电流减小为零,副边二极管 D_1 关断。电感电流 I_{L1} 、 I_{L2} 线性上升;

模态 3 $[t_2 \sim t_3]$: t_2 时刻,开关管 Q_1 关断,电感电流 I_{L1} 流过变压器 T_1 、开关管 Q_2 ,副边二极管 D_2 导通。电感 L_1 电流 I_{L1} 线性下降,电感 L_2 电流 I_{L2} 线性上升;

模态 4 $[t_3 \sim t_4]$: t_3 时刻,开关管 Q_1 开通,工作情况同

模态 2。

根据分析可以绘出变换器稳态工作时波形图,如图 2

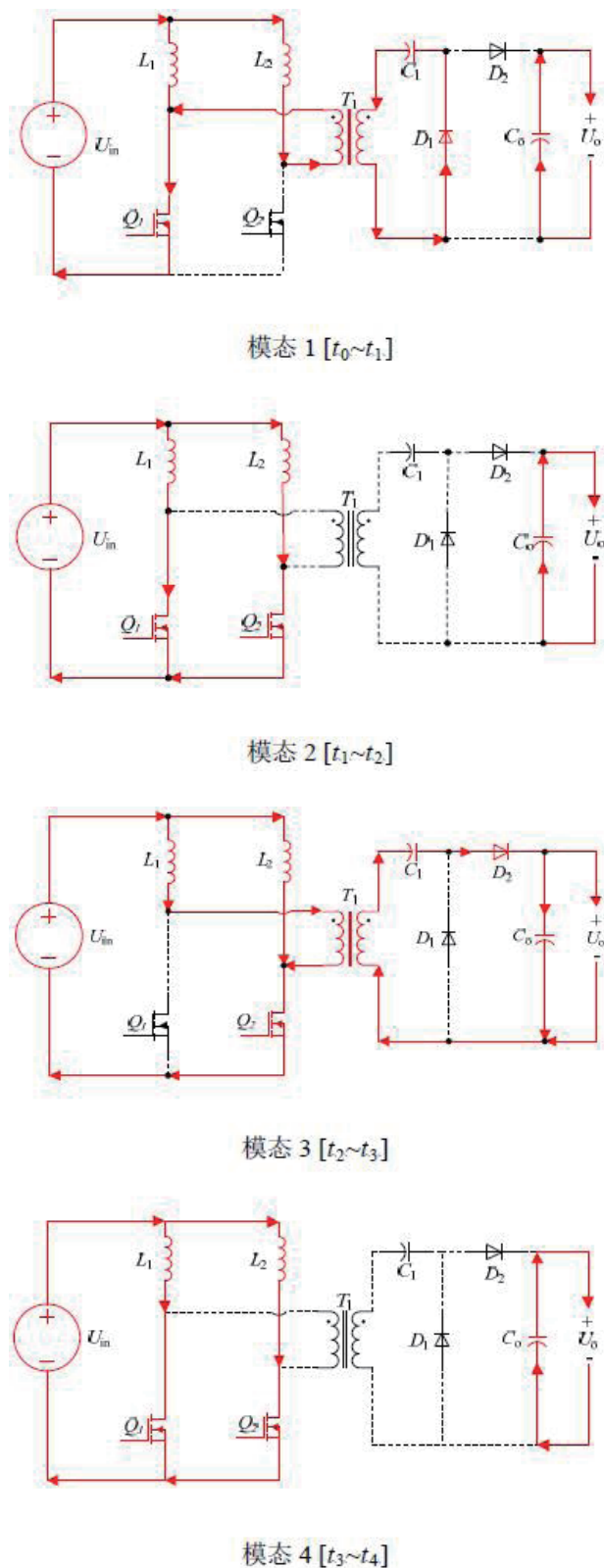


图 1 电流源半桥变换器模态等效电路

所示。

根据电感上电压与电流关系不难推导出电流源半桥变换器输出输入电压关系：

$$U_o = \frac{2nU_{in}}{1-D} \quad (1)$$

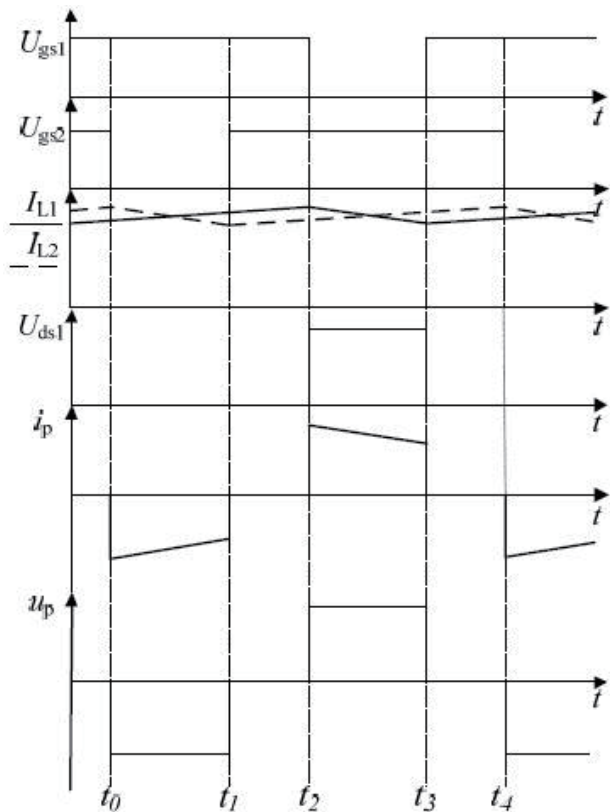


图2 电流源半桥变换器稳态工作波形

3 考虑激磁电感和漏感时变换器原理分析

实际变压器并非理想变压器，励磁电感值较小时，变换器工作不再符合上述分析，因此需要考虑变压器的激磁电感和漏感对变换器工作的影响。

考虑变压器激磁电感和漏感对变换器工作的影响，采用如图3所示的等值电路图进行分析，其中 L_r 为变压器漏感， L_m 为变压器激磁电感， T_1 为理想变压器。下面分析变压器激磁电感对变换器工作的影响，各模态等效电路图如图4所示。

模态1 [$t_0 \sim t_1$]：开关管 Q_1 、 Q_2 同时导通，副边侧二极

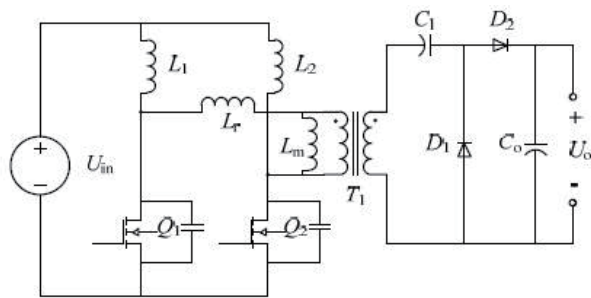


图3 考虑激磁电感和漏感时变换器等值电路图

管 D_1 、 D_2 截止，变压器漏感电流 I_{Lr} 和激磁电感电流 I_{Lm} 恒定不变且两者相等；

模态2 [$t_1 \sim t_2$]： t_1 时刻，开关管 Q_2 关断，电感电流认为不能发生突变，漏感电流 I_{Lr} 和电感电流 I_{L2} 从开关管 Q_2 的寄生电容 C_{q2} 上通过，因此有 $I_{L2} + I_{Lr} = C_{q2} \cdot du_{cq2}/dt$ 。由于寄生电容值很小，开关管 Q_2 上电压会快速上升并且使副边侧二极管 D_1 导通，此时原边电压 $U_p = U_{C1}/n$ 近似认为不变，漏感电流满足 $U_c - U_p = L_r \cdot di_{Lr}/dt$ ，激磁电感电流满足 $U_p = L_m \cdot di_{Lm}/dt$ ；

模态3 [$t_2 \sim t_3$]：漏感电流 I_{Lr} 变为反向，激磁电感电流 I_{Lm} 先线性减小，降为零后反向增大，当漏感电流 I_{Lr} 与激磁电感电流 I_{Lm} 相等时变压器 T_1 原边电流降为零，副边侧二极管 D_1 截止；

模态4 [$t_3 \sim t_4$]：变压器漏感电流 I_{Lr} 和激磁电感电流 I_{Lm} 恒定不变且两者相等，变压器 T_1 原边电压即为激磁电感 L_m 两侧电压。

根据分析可以绘出激磁电感值较小时变换器驱动电压 U_{gs} 、漏感电流 I_{Lr} 、激磁电感电流 I_{Lm} 和开关管电压 U_{ds2} 波形，如图5所示。

从分析中可以看到变压器激磁电感电流满足下式

$$U_p = L_m \cdot di_{Lm} / dt \quad (2)$$

当副边侧二极管 D_1 导通时，原边侧电压 U_p 可认为是恒定值，因此激磁电感电流可认为是线性变化的。从该式可以看到激磁电感值 L_m 影响激磁电感电流 I_{Lm} 的变化速度，激磁电感 L_m 值越小激磁电感电流 I_{Lm} 变化越快，反之变化越慢。若在开关管 Q_2 再次开通前原边侧电流降为零，即激磁电感电流 I_{Lm} 变化到与漏感电流 I_{Lr} 和电感电流 I_{L2} 相等，则变换器工作原理不再满足之前的分析，变换器输入输出电压关系也不再满足式(1)，若要变换器输入输出电压关系满足式(1)，变压器激磁电感值不能过小。

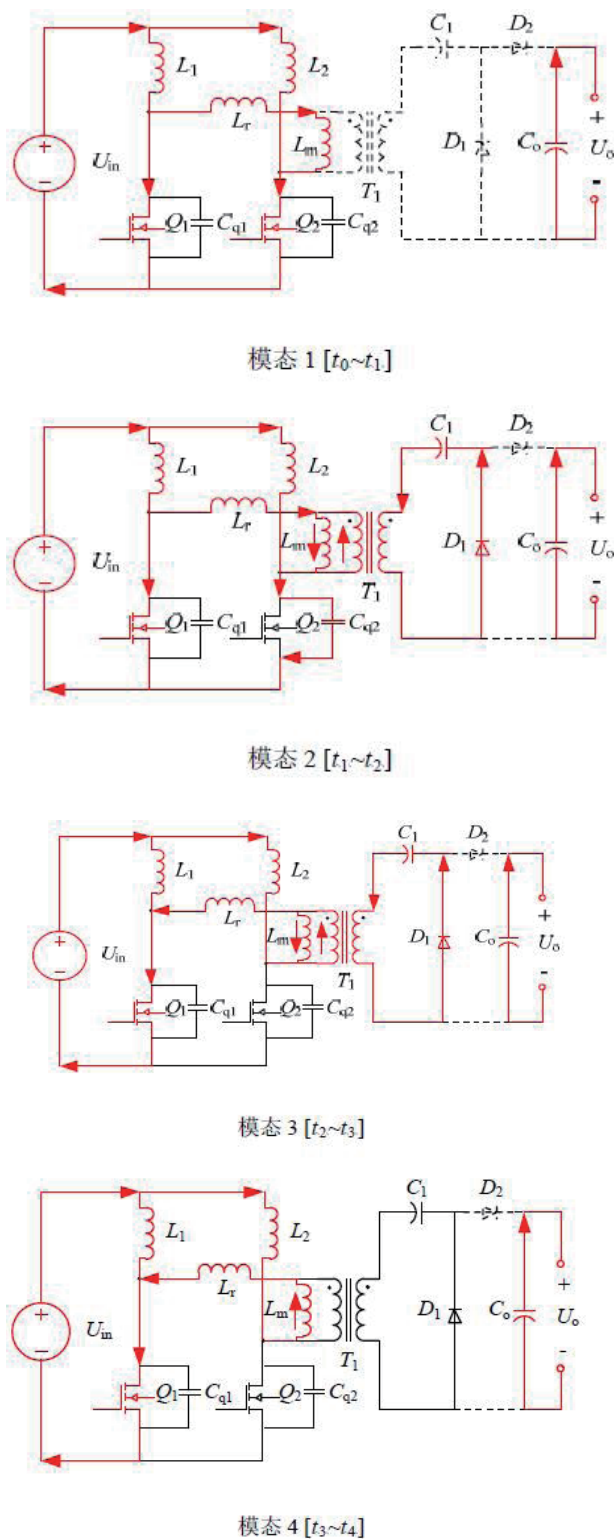


图4 考虑激磁电感和漏感时变换器模式等效电路图

另外从模式 2 的分析中可以看到变压器漏感 L_r 越小, 漏感电流 I_{Lr} 变化越快, 从而模式 2 持续时间越短, 开关管电压尖峰越小。因此根据分析可以得到结论: 为使变换器工作

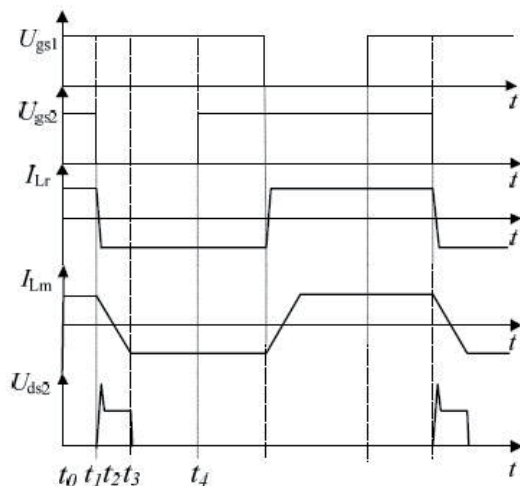


图5 考虑激磁电感和漏感时变换器稳态工作波形

符合要求的同时提高其工作性能, 变压器需要保证适当的激磁电感并且也要尽可能减小漏感。

4 变压器的优化设计

4.1 确定变压器最小激磁电感值

要使变换器输出输入关系满足式 (1), 首先要确定变压器小激磁电感值。从图 5 模式 1 和模式 4 中可以看出激磁电感电流值从 $+I_L$ 变化为 $-I_L$, 因此激磁电感值满足下式

$$L_m = U_p \cdot \Delta T_{off} / \Delta I_{Lm} \quad (3)$$

其中 U_p 值为

$$U_p = U_{C1} / n = U_o / 2n = 105.6V \quad (4)$$

将式 (3) 作如下变换

$$L_m = U_p \cdot \Delta T_{off} / \Delta I_{Lm} = \frac{2nU_p \cdot U_{in}^2 \cdot T}{P_{in} \cdot U_o} \quad (5)$$

从上式可以看出当输入电压 U_{in} 取最大值时变压器激磁电感值 L_m 取最大值, 将各数值带入计算可得变压器最小激磁电感值 L_{mmin} 为 32.4uH。

4.2 选取磁芯和确定绕组匝数

变压器设计需要实现低剖面、高激磁电感和小漏感要求, 综合几点考虑变压器磁芯选择使用平面磁芯。与传统变压器相比, 平面变压器具有低造型、低损耗、低漏感的优势^[5], 通过合适的绕线方式也能达到高激磁电感的要求。使用平面变压器可以很好地提高电流源半桥变换器的功率密度, 同时也能够改善变压器漏感给开关管带来的电压尖峰问题。

预选平面磁芯组合 EE43 进行计算, 磁芯材料选取铁

氧体 3F3, 检验该磁芯是否能满足应用要求。该磁芯参数和铁氧体特性参数分别如表 1 和表 2 所示。

表 1 EE43 磁芯组合参数

EE43	$\Sigma(l/A)(\text{mm}^{-1})$	$V_e(\text{mm}^3)$	$l_e(\text{mm})$	$A_e(\text{mm}^2)$
	0.276	13900	61.1	229

表 2 铁氧体 3F3 材料特性参数

3F3	$f(\text{kHz})$	C_m	x	y
		0.25×10^{-3}	1.63	2.45
100~300		ct_2	ct_1	ct_0
		0.79×10^{-4}	1.05×10^{-2}	1.26

由经验公式 (6) 可计算出温升为 50℃ 左右时磁芯的损耗密度

$$P'_{\text{core}} = \frac{12\Delta T'}{\sqrt{V_e}} = 160.9 \text{ mW/cm}^3 \quad (6)$$

将铁氧体特性参数带入到式 (7) 中计算出磁芯工作磁密

$$B'_m = \left(\frac{P'_{\text{core}}}{C_m \cdot C_T \cdot f^x} \right)^{1/y} = 0.06 \text{ T} \quad (7)$$

由于要使磁芯的损耗密度 P_{core} 小于式 (6) 的结果, 因此磁芯的工作磁通密度 B_m 必须小于 60mT。

根据之前分析可知, 平面变压器激磁电感值 L_m 必须大于 32.4uH, 因此变压器原边匝数 n_1 需要满足式 (8)

$$L_m = \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot n^2 \cdot A_e}{l_e} > 32.4 \text{ uH} \quad (8)$$

将式中各数值带入可以计算出变压器原边最小匝数为 12 匝, 选取 $n_1=13$ 。根据匝比关系可以计算出变压器副边匝数 $n_2=24$ 。将变压器副边匝数 n_2 带入式 (9) 可计算出变压器磁芯的工作磁密 $B_m=0.03\text{T}$ 。

$$B_m = \frac{U_{C1} \cdot (1-D)}{2n_2 \cdot A_e \cdot f} = \frac{U_0 \cdot (1-D)}{4n_2 \cdot A_e \cdot f} = 0.03 \text{ T} \quad (9)$$

将磁芯工作磁密 B_m 值代入式 (10) 计算出磁芯损耗密度

$$P_{\text{core}} = C_m \cdot C_T \cdot f^x \cdot B_m^y = 30.7 \text{ mW/cm}^3 \quad (10)$$

那么磁芯工作时产生的温升为

$$\Delta T = \frac{P_{\text{core}}}{P'} \cdot \Delta T' = 10^\circ \text{ C} \quad (11)$$

磁芯工作时产生的温升未超出规定值, 因此平面磁芯组合 EE43 能够满足应用要求。

4.3 确定绕组结构和尺寸

为进一步减小变压器漏感值绕制绕组时采用了原副边交替绕制的方式, 原副边绕组根据原副边电流比交错绕制, 以此实现原副边的充分耦合, 有效地减小了线圈窗口的大磁场强度, 从而达到了减小变压器漏感的目的。

在确定了绕组结构的基础上下面确定绕线铜皮的尺寸。原边大电流有效值 $I_{p(\text{rms})}$ 为

$$I_{p(\text{rms})} = \sqrt{2(1-D) \cdot (I_p^2 + \frac{\Delta I_p^2}{12})} = 3.345 \text{ A} \quad (12)$$

选取最大电流密度 $J=10\text{A/mm}^2$, 所以铜皮截面积为

$$S = \frac{I_{p(\text{rms})}}{J} = 0.3345 \text{ mm}^2 \quad (13)$$

选取厚度为 0.05mm 的铜皮, 则铜皮宽度为 6.69mm, 为充分利用变压器绕线空间, 铜皮宽度定为 10mm。

最终变压器磁芯定为 EE43, 材料为铁氧体 3F3 型, 原边匝数 $n_1=13$, 副边匝数 $n_2=24$, 绕线选取 0.05mm 厚度的铜皮, 宽度为 10mm。根据该设计绕制变压器, 变压器实际励磁电感为 47uH, 漏感为 0.3uH。

5 电流源半桥变换器实验研究

应用于光伏直流模块的电流源半桥变换器工作参数如表 3 所示, 搭建的 250W 光伏直流模块样机主电路参数如表 4 所示。

根据上述分析重新绕制平面变压器并替换电流源半桥

表 3 电流源半桥变换器工作参数

	输入电压	输入电流	工作频率	额定功率
工作参数	$U_{in}(\text{V})$	$I_{in}(\text{A})$	$f(\text{kHz})$	$P_{in}(\text{W})$
	20~45	0~10	250	250

表 4 250W 光伏直流模块样机参数

输入电感	感值(mH)		匝数	磁芯
		0.14	23	PEI58
变压器	励磁电感(uH)	漏感(uH)	原副边匝数	磁芯
	47	0.3	13/24	EE43
开光管	BSC190N15NS3G			
二极管	STPSC16H065C			

变换器中传统变压器, 并对优化后的变换器进行实验研究, 实验波形如下所示。

图 7 为半载条件下, 输入电压 $U_{in}=20\text{V}$, $P_{in}=100\text{W}$ 的电路波形图。

图 8 为半载条件下, 输入电压 $U_{in}=25\text{V}$, $P_{in}=125\text{W}$ 的电路波形图。

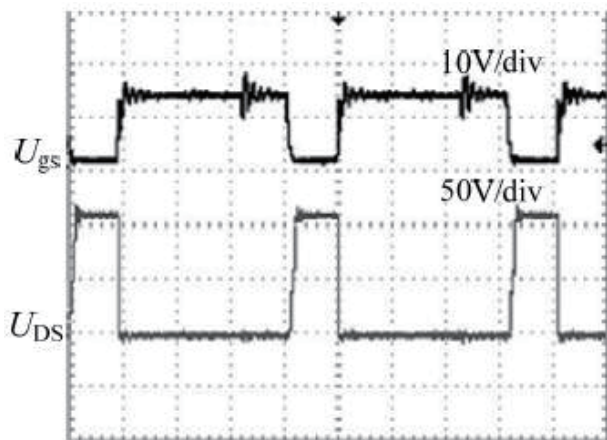


图 6 $U_{in}=20V$, $P_{in}=100W$ 电路波形图

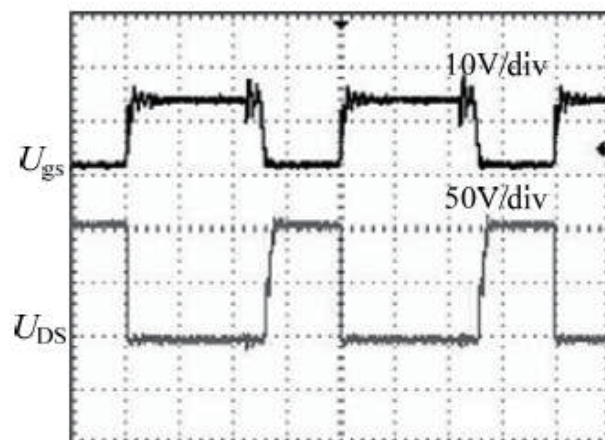


图 9 $U_{in}=40V$, $P_{in}=77W$ 电路波形图

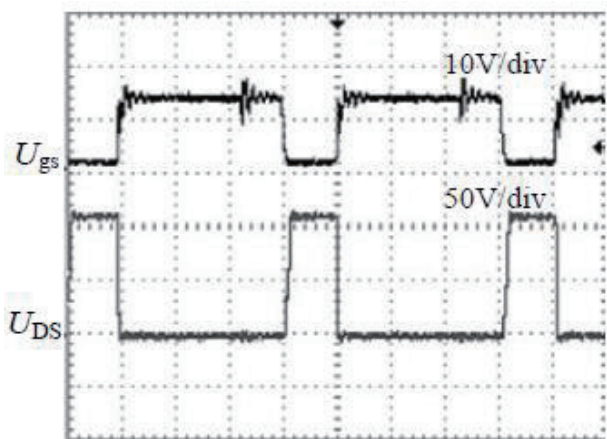


图 7 $U_{in}=25V$, $P_{in}=125W$ 电路波形图

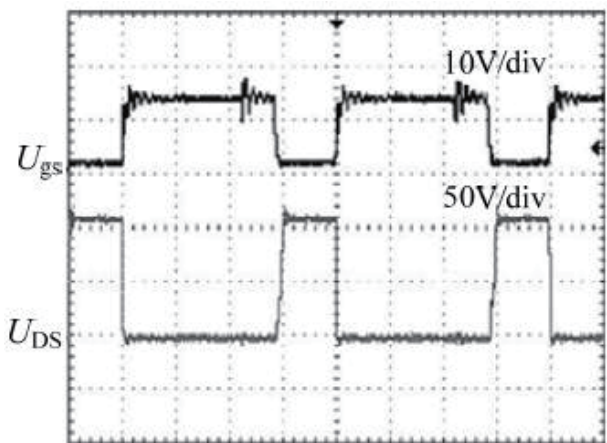


图 8 $U_{in}=30V$, $P_{in}=125W$ 电路波形图

图 9 为半载条件下, 输入电压 $U_{in}=30V$, $P_{in}=125W$ 的电路波形图。

图 10 为半载条件下, 输入电压 $U_{in}=40V$, $P_{in}=77W$ 的电路波形图。

从实验波形来看, 开关管 DS 电压波形 U_{DS} 波形很稳定且电压尖峰很小, 可见通过使用平面磁芯和采用原副边交替绕制的方法减小漏感以此达到减小开关管电压尖峰的目的效果较好。此外平面变压器很大程度上降低了电流源半桥变换器的剖面高度, 因此可以使得光伏直流模块更小型化、规格化。

6 总结

本文对应用于光伏直流模块的电流源半桥变换器变压器进行了优化设计, 分析了变压器参数对变换器工作的影响, 选用了平面磁芯进行变压器设计, 后给出了优化后变换器的实验波形。

通过实验可以得到如下结论: 电流源半桥变换器的变压器参数对变换器有重要影响, 设计时需要保证适当的激磁电感并且尽可能减小变压器漏感值, 通过对变压器参数和变压器结构合理的优化可以有效地改善电流源半桥变换器的不足, 提高变换器的工作性能。

参考文献

- [1] P. J. Wolf. A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter [J].

- IEEE Transactions on Industry Electronics, 1993, 40(1): 139~144.
- [2] P. J. Wolf. A Current-Sourced DC-DC Converter Derived via the Duality Principle from the Half-Bridge Converter[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1993, 40(1): 139~144.
- [3] Chung-Wook Roh, Seung-Hoon Han, Sung-Soo Hong, et al. Dual-Coupled Inductor-Fed DC/DC Converter for Battery

Drive Applications[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2004, 51(3):577~584.

- [4] 杨晨, 王焯, 毛玲, 谢少军. 基于电流源半桥变换器的直流光伏模块研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(S1): 323-328.
- [5] 肖华锋. 基于电流源型半桥拓扑的双向直流变换器技术研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2007.
- [6] 舒畅. 开关变换器中平面集成磁件设计的研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2007.

上接127页

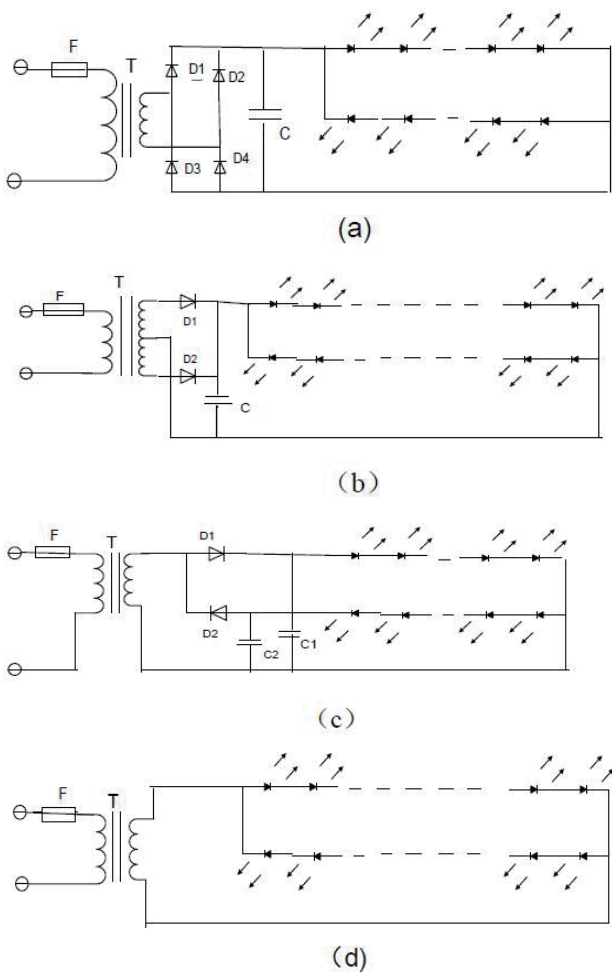


图5 高频LED灯电路

3 结束语

现有节能灯和LED灯都是从单灯照明设计的,因此,每盏节能灯都配有市电电子镇流器,每盏LED灯配有市电驱动电源。但是社会上存在着很多大量节能灯和LED灯照明的场所,这些场所有数十盏、数百盏、数千盏甚至数万

盏灯同时照明的场所,本文专为这种场所提出众多灯照的设计的高频电源供电的节能灯和LED灯系统,它实质上是在市电与节能灯和市电与LED灯之间增加1个高频电源,从而使节能灯镇流器和LED灯驱动电源大大简化,并且提高可靠性和寿命。这项专利技术方案的推出和实施后,不但节省大量基础照明设备的投资,更重要的是实施后可减少大量元器件和印刷电路板废弃后对环境的污染。因此,实施后有巨大经济效益和社会效益,希望实施单位能向国家发改委、科技、环保等有关部门申请立项,获得推广。

参考文献

- [1] 龚秋声, 专利文献, 专利号: ZL201320447703. XZL201320594034.0, ZL201320839504.3.
- [2] 方炜等. 电源学报. 北京: 中国电源学会, 2015: 13卷2期.
- [3] 洪帅, 高频交流母线的电源技术, 浙江大学硕士学位论文, 2007, 07.

作者简介

龚秋声 1935 年出生, 男, 江西航空工业集团老科协教授级高工, 中国电源学会高级会员, 世界生产力科学院研究员, 南昌大学客座教授, 创立了给世界教书上所有的相控整流电路戴上高功率因数绿帽的“龚氏复式相控方法”, 发明了众多导通角控制角与熄灭角控制相结合的双控制角相控整流电路, 2015 年元月 2 日被科技部《科技文摘报》誉为世界复式相控学之父、诺贝尔奖级科学家。从事“教学基础电路”研究工作, 发明专利及申请 30 多项, 当前主要从事力图改变教科书上相控整流电路和交流斩波调压结构, 发展绿色电源和绿色照明的研究, qs351002@163.com。