

一种减小PFC变换器电容规格的方法

郑昕昕 肖 岚 王 勤 张方华

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:常规的由Boost和DC/DC变换器级联构成的两级式PFC变换器,在Boost电路输出端要接高耐压等级的电解电容作为储能电容,不仅体积大、价格高,而且寿命短,为此本文研究了一种低压输出的Boost/半桥组合式软开关谐振PFC变换器。该变换器利用半桥电路输出端的低压电解电容平衡瞬时功率,Boost电路输出端电容与变压器漏感谐振,并不大量储能,由此减小了Boost电路电容的规格,提高了工作可靠性。讨论了该变换器的控制策略,前后级共用一套控制电路,实现功率管的软开关和能量的传递。分析了降低电容容值的可行性,指出采用小容值非电解电容替代Boost电路输出端的大容量电解电容后,变换器具有良好的性能。给出了Boost和半桥电路输出端电容的设计方法,进行了实验验证。

关键词:电容;功率因数;软开关;谐振;变换器

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **文章编号:**1005-2615(2012)03-0347-07

Method for Reducing Capacitor Size of PFC Converter

Zheng Xinxin, Xiao Lan, Wang Qin, Zhang Fanghua

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: In a conventional two-stage PFC converter cascaded from the Boost and DC/DC converters, the output of the Boost circuit needs high voltage level electrolytic capacitor to storage energy, which has a large volume, short lifetime and high price. A Boost/half-bridge combined soft-switching resonant PFC converter is studied. It uses the low voltage electrolytic capacitor in the output of the half-bridge circuit to balance the instantaneous power, and greatly reduces the capacitor of a PFC converter. The Boost circuit output capacitor is resonant with the leakage inductance of the transformer. The control logic using a common circuit to control the two-stage converter is discussed. Good performance of the converter with small capacitance in the output of the Boost converter improves the feasibility of the reduction in capacitance. The capacitor design methods are given. The experimental results verify the theoretical analysis.

Key words: capacitor; power factor; soft-switching; resonant; converter

交流电压经桥式整流电路和滤波电容后得到直流电压。当输入电压瞬时值高于电容电压时,输入才有电流流过,其含有大量的谐波,会对电网和用电设备造成危害^[1-2]。功率因数校正技术(Power factor correction, PFC)能够使输入电流跟随输入电压,使其成为与输入电压同频、同相的正弦信号,有效地减小了谐波污染。

Boost型PFC变换器具有输入电流不发生突变、功率管易驱动、能够实现高功率因数等优点,在整流电路中有较多的应用。在某一时刻,输入电压瞬时值过零点,电网不向变换器输送能量,而变换器输出功率恒定,为补偿瞬时输入输出功率的不平衡,需要使用大容值电解电容进行储能。PFC变换器的储能电容位于Boost电路输出端^[3],输入电压

基金项目:国家高技术研究发展计划(“八六三”计划)(2011AA11A249)资助项目。

收稿日期:2011-06-07;**修订日期:**2011-12-13

通讯作者:肖岚,女,教授,博士生导师,1971年出生,xiaolan@nuaa.edu.cn。

经整流和升压变换后,Boost 电路输出电压往往高达 400 V,因此滤波电容需选取高耐压等级、大容量的电解电容。其体积庞大,价格较高,使用寿命短,严重影响了电源工作的可靠性^[4-6]。

本文研究了一种低压输出的 Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器,利用 Boost 电路输出端电容与变压器漏感谐振传递能量。文献[7]介绍了变换器的详细工作模式,但并未具体分析减小储能电容规格的可行性,本文将从控制方法上对减小电容规格的变换器进行具体分析。起储能作用的电解电容位于半桥直流变压器的输出端,其承受的电压应力很低,而 Boost 电路输出端电容则无需储能,可以采用容值较小的非电解电容替代大容值电解电容,有效地降低了变换器中电容的规格,并实现功率管的软开关,电路损耗小。此外,该电路仅使用一套控制电路,实现简单,能够进一步减小电路体积。文中介绍了变换器的工作原理,分析了减小电容容值的约束条件及电容规格减小对电路的影响,给出了变换器在不同情况下的仿真数据,最后通过实验验证了减小电容规格的可行性。

1 电路拓扑及其控制原理

Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器工作在连续导通模式(CCM)下,主电路拓扑如图1所示,其由 Boost 电路和半桥隔离电路组成,两电路共用电容 C_{p1} , C_{p2} , 其容值相等。

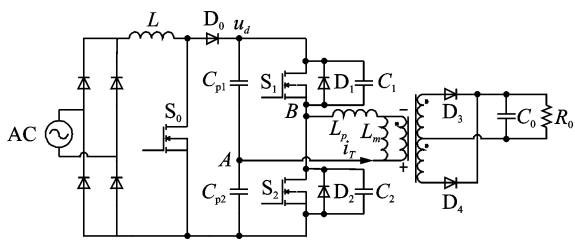


图1 Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器

电路中 S_0 为 Boost 电路的开关功率管,受闭环控制,以一固定频率 f_s 进行开断,采用平均电流法控制其占空比^[8]。 S_1 和 S_2 为半桥电路的开关功率管。 S_1 和 S_2 两端分别并联二极管 D_1 , D_2 和谐振电容 C_1 , C_2 。 S_1 和 S_2 以一定的死区时间互补导通,并以 S_0 开关频率的一半,即 $f_s/2$ 的频率交替。

Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器将平衡功率的储能电容放在半桥电路的输出端,仅需保证半桥电路输出电压的稳定和变换器输入电流实现 PFC,控制框图如图2所示。输出电压调节器

的输出和整流电压相乘后作为电流基准 i_{ref} ,通过控制 S_0 的开关来控制 Boost 电感电流跟踪该基准变化^[9-13]。将 S_0 的驱动信号分频后输出两路带有死区、占空比接近 0.5、相位相反的信号,分别驱动半桥电路两功率管^[14-15]。Boost 和半桥电路共用一套控制电路,实现简单。

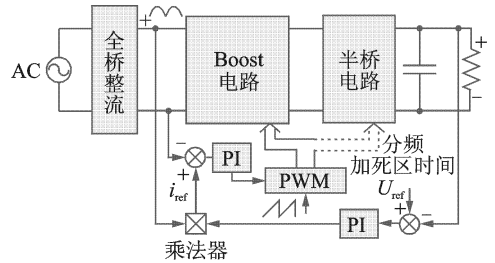
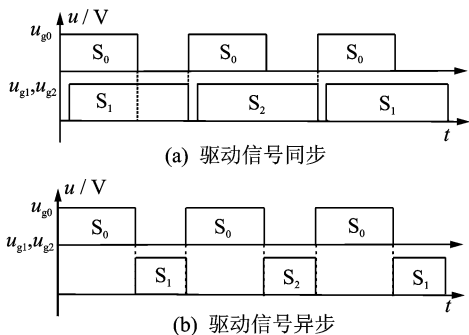


图2 PFC 变换器的控制方式

采用图2所示控制方式时,若电感 L 所释放的能量直接传递到变压器副边,不全部加在 C_{p1} , C_{p2} 上,则 C_{p1} , C_{p2} 无需大量储能。要实现这种情况,即要保证 Boost 电路功率管 S_0 截止后,半桥开关 S_1 或 S_2 仍导通。 S_1 和 S_2 的开关频率之所以取 S_0 开关频率的一半,正是要保证 S_1 或 S_2 在 S_0 截止后仍导通,防止出现 Boost 电路空载的情况。首先,要保证任意时刻 S_0 截止后 S_1 或 S_2 导通, S_1 和 S_2 的开关频率必须与 S_0 同步,即为 S_0 开关频率的 $1/2$, $1/4$ 等倍。其次, S_1 和 S_2 的开关频率越低,Boost 电路输出电压纹波就越大,会对开关器件产生不良影响。因此,选取 S_1 和 S_2 的开关频率为 S_0 开关频率的一半。

S_1 , S_2 与 S_0 的时序逻辑控制可以有两种方案,如图3所示。若采用图3(a)的驱动信号同步控制方式,当 S_0 和 S_1 或 S_0 和 S_2 同时导通时,只有桥臂电容 C_{p1} 或 C_{p2} 给负载提供能量,Boost 输出电压会有很大的高频纹波。若控制 S_1 , S_2 与 S_0 异步开关,如图3(b)所示, S_0 导通时 S_1 , S_2 截止,升压电感 L 储能,桥臂电容不给负载提供能量。在 S_0 截止时 S_1 或 S_2 导通, L 会通过半桥电路给负载提供能量,同时桥臂电容储能。这种控制方法 S_1 , S_2 导通时间缩短,减小了电容的放电时间,降低了高频电压纹波,但也减小了能量传输的时间,因此同样负载下,电流会大于第一种控制方式,造成变压器原边较大的电流脉动,使 C_{p1} , C_{p2} 承受较大的电流纹波。由于 Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器中桥臂电容与变压器漏感谐振,本身就会在桥臂电容两端产生较大的高频电压纹波,因此应尽量减小电流纹波,故选用同步驱动控制方法。

图3 S_1, S_2 与 S_0 驱动信号的两种时序

2 电路分析

2.1 减小 Boost 输出电容规格的可行性

PFC 变换器工作时,存在瞬时输入功率和输出功率的不平衡,这就需要使用储能电容以进行功率平衡。在设计 PFC 变换器时,往往在 Boost 电路的输出端和变换器最终输出端放置储能电容。由于 Boost 电路的输出电压很高,需要选取高耐压等级的电解电容,而储能电容本身就具有较大的容值,随着耐压等级的提高,其体积和成本会大大增加。而 Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器仅在半桥隔离电路的输出端使用电解电容储能,这样 Boost 电路输出端电容的容值能够减小。

小容值会对电路造成一些不利影响。首先,根据

$$E = \frac{1}{2}CU^2 \quad (1)$$

可知,当 Boost 电路功率管 S_0 截止时,电感 L 释放能量,若能量全部加在输出端电容 C_{p1}, C_{p2} 上,且其容值很小时,会导致电容承受电压 $u_{C_{p1}}$ 和 $u_{C_{p2}}$ 急剧上升,对器件造成损坏。然而通过图 2 的控制方法和图 3(a) 的驱动时序,保证主功率管 S_0 截止后,半桥开关仍导通,电感 L 所释放的能量直接传递到变压器副边,Boost 电路输出端不需要实现瞬时输入输出功率的平衡, C_{p1}, C_{p2} 并不大量储能,避免了这种情况的出现。

其次,由于 Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器中 C_{p1}, C_{p2} 不作为储能电容,无需使用电解电容,可以选取其他材料的小容值电容,如聚丙烯电容等。虽然减小 C_{p1}, C_{p2} 的容值会导致电压纹波的增大,但是电压纹波对薄膜电容所造成的不良影响远低于电解电容。因此,可以用小容值的薄膜电容替代电解电容。

此外,可以仅由半桥电路输出端的电容承担起瞬时功率平衡功能,由此使 C_{p1}, C_{p2} 容值减小成为可

行。若在 Boost 电路输出端使用大电解电容储能,则由于输入交流量而引起的瞬时功率不平衡已经被此电容补偿,半桥电路的输出端电解电容仅起减小开关纹波的作用,其容值可以较小。而减小 C_{p1}, C_{p2} 容值后,它们无法平衡瞬时输入输出功率,因此必须靠半桥电路输出端电解电容来实现。本文研究的 PFC 变换器为低压输出电路,半桥电路输出电压远低于 Boost 电路输出电压,因此半桥电路输出端电容耐压等级小,虽然其容值比 Boost 电路输出端使用电解电容储能时的容值大,总体说来,变换器的体积、成本及性能仍优于 Boost 电路输出端使用电解电容储能的 PFC 变换器。

2.2 Boost 电路输出电容的设计

图 4 为 Boost/半桥组合式软开关谐振 PFC 变换器关键波形图,从上到下依次为 S_0 的驱动信号 u_{g0}, S_1 和 S_2 的驱动信号 u_{g1}, u_{g2} , 励磁电感两端电压 u_m , 变压器原边电流 i_T , Boost 变换器输出电压 u_d , 其中 u_m 可以看做输出电压在半桥电路中变压器原边的等效电压,记做 $u_m = \pm V_o$ 。

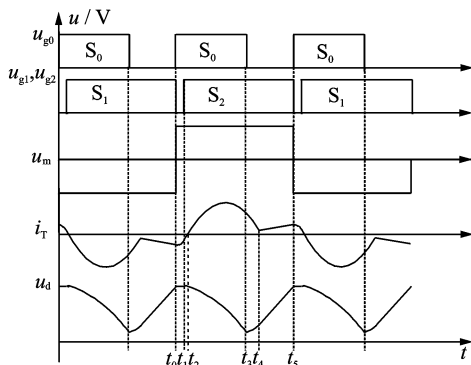


图4 变换器工作波形示意图

以 S_2 的开通过程为例进行分析,图中 $[t_0, t_1]$ 为死区时间,在这段时间内, L_p 与 C_1, C_2 谐振, C_2 放电, C_1 充电,当 C_2 存储的电荷被完全抽光时, S_2 两端并联的二极管 D_2 导通, S_2 漏源电压降为 0。在 D_2 导通期间对 S_2 施加触发信号,即实现了 S_2 的零电压开通。 t_2 时刻,变压器原边电流 i_T 反向, C_{p1}, C_{p2} 与 L_p 谐振,释放存储在漏感中的能量,提高了变换器的能量利用率。在 t_4 时刻, i_T 与变压器励磁电流 i_m 相等,谐振结束。

由于变换器应用于功率因数校正场合, S_0 占空比是变化的,而采用平均电流控制, S_0 开关频率固定,并在每个开关周期初始时刻导通。根据设定的 S_1, S_2 驱动时序,其每个开关周期内的驱动信号都是不变的,而软开关在 S_1, S_2 驱动信号的死区时

间内完成,与 S_0 占空比无关,因此 S_1, S_2 始终能够实现软开关。

虽然 C_{p1}, C_{p2} 在 $[t_0, t_1]$ 这段死区时间内也参与谐振,但其容值比 C_1, C_2 大得多,且波动值远小于 C_{p1}, C_{p2} 两端电压的直流分量,在分析时可以将 C_{p1}, C_{p2} 两端电压近似看做不变,其值分别为 $V_{C_{p1}}$ 和 $V_{C_{p2}}$,因此这段时间内变换器的等效电路可看做图5所示电路,此时Boost功率管 S_0 导通,二极管 D_0 截止,不向半桥电路传递能量。

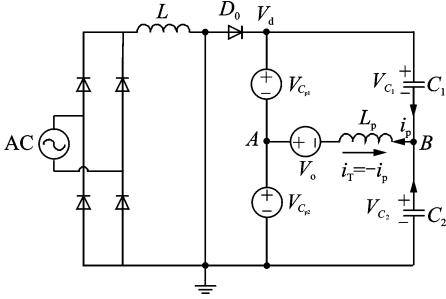


图5 变换器在死区时间内的等效电路

由于 t_0 时刻 u_{c1} 为0,且漏感两端电压远小于 V_o ,将其忽略不计,则 $V_{C_{p1}}$ 约等于 V_o 。Boost电路输出 u_d 是 $u_{C_{p1}}$ 和 $u_{C_{p2}}$ 的叠加。考虑Boost电路输出接大电解电容的情况, C_{p1}, C_{p2} 容值很大,其承受电压恒为 V_o, u_d 为稳定值 $2V_o$ 。因此,可以通过分析 $u_{C_{p2}}$ 在开通过程中围绕 $V_{C_{p1}}$ 的变化,也就是围绕 V_o 的变化,来比较 C_{p1}, C_{p2} 减小容值后与大容值时变换器工作的异同,进而分析 C_{p1}, C_{p2} 电容规格的约束条件。

由于 $[t_0, t_2]$ 作用时间很短, $u_{C_{p1}}$ 和 $u_{C_{p2}}$ 变化并不明显,而 $[t_2, t_3]$ 时间内, C_{p1} 中没有电流流过, $u_{C_{p2}}$ 不变,而 C_{p2} 与 L_p 谐振, ω_r 为谐振频率,电压方程为

$$u_{C_{p2}}(t) = V_o + (V_{C_{p2}} - V_o)\cos\omega_r(t - t_2) \quad (2)$$

因此 $u_{C_{p2}}$ 的总下降量可近似看做 $[t_2, t_3]$ 时间内通过谐振下降的电压量。

$[t_3, t_4]$ 这段时间内, S_0 关断,电感 L 给 C_{p1}, C_{p2} 充电,流过 C_{p1} 的电流恒定, $u_{C_{p1}}$ 线性上升, C_{p2} 仍与 L_p 谐振,直到 t_4 时刻,谐振电流 i_T 大小等于磁化电流 i_m ,漏感 L_p 与磁化电感 L_m 相串连成一个电感,谐振结束,之后 $u_{C_{p2}}$ 也成线性上升。由于这段时间充电电流比谐振电流大得多,可将 $u_{C_{p1}}$ 和 $u_{C_{p2}}$ 在 $[t_3, t_5]$ 时间内都看做线性上升,则两电容电压上升量为

$$\Delta u_{C_{p2}} = \frac{1}{C_p}(t_5 - t_3)(i_L - i_m) \quad (3)$$

$$\Delta u_{C_{p1}} = \frac{1}{C_p}(t_5 - t_3)i_L \quad (4)$$

式中 C_p 为 C_{p1}, C_{p2} 的容值。可以看出,谐振电容 C_{p1} ,

C_{p2} 减小后,其所承受的最高电压比大容值时增加了 $i_L(t_5 - t_3)/C_p$,承受最低电压比大容值时减小了 $(i_L - i_m)(t_5 - t_3)/C_p$ 。

要保证一个周期内电压平衡,要求 u_d 的下降量等于其上升量, u_d 的下降量为 $[t_2, t_3]$ 时间内 $u_{C_{p2}}$ 的下降量,其最大值为谐振峰峰值 $2i_L(t_5 - t_3)/C_p$,上升量为 $[t_3, t_5]$ 时间内 $u_{C_{p1}}$ 和 $u_{C_{p2}}$ 上升量之和 $(2i_L - i_m)(t_5 - t_3)/C_p$ 。可以看出, u_d 的最大下降值恒大于其上升值,因此 $[t_2, t_3]$ 的时间不能超过谐振周期 T_r 的一半,否则 u_d 的会达到最大下降值,高于其上升值,即要满足

$$t_3 - t_2 \leq \frac{T_r}{2} \quad (5)$$

要保证 $(t_3 - t_2)$ 的最大值小于 $T_r/2$,应取 $(t_3 - t_2)$ 的极限情况,即 S_0 的开关周期 T_s ,式(5)化为

$$C_p \geq \frac{T_s^2}{\pi^2 L_p} \quad (6)$$

式(6)就是选取 C_p 需要满足的约束条件,由于容值越小,电容体积和成本就越小, C_{p1} 和 C_{p2} 承受电压的波动值越大,Boost电路输出电压 u_d 的最大值 V_{dmax} 表达式为

$$V_{dmax} = 2V_o + \frac{(t_5 - t_3)i_L}{C_p} \quad (7)$$

C_p 值越小, V_{dmax} 越大,会对半桥功率管和Boost的二极管和功率管造成较大的电压应力,因此选取电容容值时,应考虑功率器件的成本。

图6给出了通过仿真得出的不同 C_p 下Boost电路输出最大值 V_{dmax} 与Boost电路输出稳压控制时 V_d 之差,可以看出,该值随 C_p 的增大而指数减小。

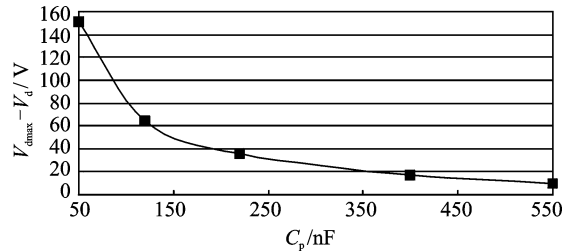


图6 不同 C_p 下的 $V_{dmax} - V_d$

变压器漏感值应足够大,以保证与功率管结电容谐振时能够在死区时间内完全抽取结电容所存储的电荷^[16-17],取 L_p 为 $200 \mu\text{H}$,Boost电路开关频率 f_s 为 100 kHz ,代入式(7),计算得 C_p 值应不小于 50 nF ,考虑电路中器件承受的电压应力, V_{dmax} 与 V_d 之差应小于 50 V 。由图6可以看出, C_p 值应大于 150 nF 。综合考虑电路体积成本,选取 C_p 为 220 nF 。

前面已经提到, C_p 不宜选取体积大、成本高、对工作环境要求较高的电解电容, 可以选取体积小, 重量轻, 耐压高的聚丙烯电容(CBB), 当其承受峰峰值较大的纹波电压时, 电容寿命和工作性能远优于承受同样纹波电压的电解电容。

2.3 两种PFC变换器电容的比较

令Boost电路输出端接大容量电解电容时的PFC变换器为第一种变换器, 此时半桥电路输出端滤波电容仅起减小开关纹波作用; 令Boost/半桥组合式软开关谐振PFC变换器为第二种变换器, 此时半桥电路输出端滤波电容不仅要减小开关纹波, 还要平衡瞬时输入输出功率。对于平衡瞬时输入输出功率的储能电容, 不考虑电路损耗, 根据能量守恒定律, 半周期内电网传递给变换器的能量等于储能电容存储的能量, 以输入115 V/400 Hz航空交流电源, 输出25 V/350 W技术参数为例, 若仅用于平衡瞬时输入输出功率, 第一种PFC变换器的储能电容为Boost电路的输出滤波电容, 其容值仅需几微法, 而第二种PFC变换器的储能电容为半桥电路的输出滤波电容, 其容值需要几百微法。然而, 第一种PFC变换器中Boost电路的输出滤波电容 C_p 也需要降低开关电压纹波, 以减小纹波电压对电解电容造成的损坏, 因此其容值的选取还需要考虑综合开关频率 f_s 、允许的纹波电压 ΔV_d 、输出的直流电压 V_d 等^[18]。

根据Boost电路输出滤波电容公式

$$C_p > \frac{100DP_o}{f_s V_d \Delta V_d} \quad (8)$$

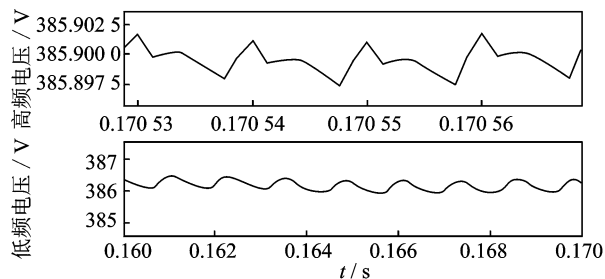
式中: D 为功率管占空比; P_o 为整个变换器的输出功率, 这里将其近似等于Boost电路输出功率; f_s 为功率管开关频率; V_d 为Boost电路输出直流电压, ΔV_d 为 C_p 纹波电压, 则输出滤波电容 C_p 的容值大小约为几百微法, 取 $\Delta V_d = 1.5$ V, $f_s = 100$ kHz 时, C_p 为 $612 \mu\text{F}$, 仿真和实验时取 $680 \mu\text{F}$ 。该储能电容通常选择单位体积内电容量较大的电解电容, 但电解电容存在内阻和功耗大、寿命低等缺点。

第二种变换器可以理解为将补偿瞬时输入输出功率不平衡的储能电容由Boost电路的输出端移至半桥隔离电路的输出端, 由于半桥电路输出电压远低于Boost电路输出端电压, 储能电容耐压等级能够相应地降低, 其体积、成本也能够大大降低, 使用寿命增加。半桥电路的功率管开关频率为Boost电路开关频率的一半, 即 $0.5 f_s$, 根据半桥电路输出滤波电容 C_o 的计算公式

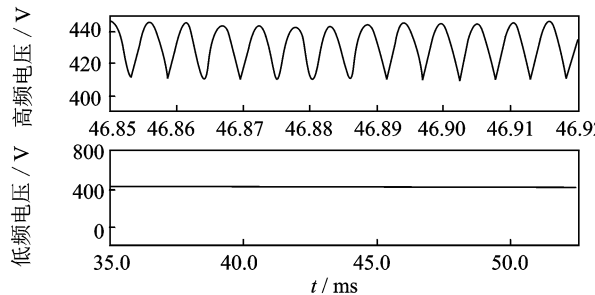
$$C_o > \frac{100P_o}{0.5f_s \frac{\Delta U_o}{U_o} V_d^2} \quad (9)$$

式中: U_o 为半桥电路输出电压; ΔU_o 为 C_o 纹波电压。对于第一种PFC变换器, 无需考虑储能作用, 将相关参数代入式(9)即得出半桥电路输出电容 C_o , 仿真和实验时取值为 $470 \mu\text{F}$ 。而第二种PFC变换器还需综合考虑储能作用, 因此取 $2200 \mu\text{F}$ 。可以看出, 减小Boost电路输出端电容时, 会增大半桥电路输出端电容, 但综合考虑电路体积成本及使用寿命, 这种方案仍具有相当的优势。

采用计算所得两种PFC变换器的电容参数进行仿真, 其中Boost电路功率管开关频率都为100 kHz, 变换器最终输出电压均为25 V, 低频电压纹波0.3 V。图7所示为两种PFC变换器的Boost电路输出高频和低频纹波电压的仿真波形, 可以看出, 尽管两种变换器半桥电路输出电压低频纹波都为0.3 V, 但第一种PFC变换器的Boost电路输出稳定的直流电压, 滤波电容 C_p 能够平衡瞬时输入输出功率, 第二种PFC变换器的Boost电路输出不仅有很大的高频电压纹波, 也有较大的低频电压纹波, C_p 无法补偿瞬时输入输出功率的不平衡。



(a) 第一种变换器的Boost电路输出高频和低频纹波电压



(b) 第二种变换器的Boost电路输出高频和低频纹波电压

图7 两种变换器的纹波电压

虽然第二种变换器Boost电路输出端电压纹波很大, 但由于其输出端电容为小容值非电解电容, 电压纹波对该电容的不良影响很小, 因此其使用寿命远远高于第一种变换器Boost电路输出端电解电容, 其体积成本也远远小于第一种变换器Boost电路输出端电解电容。

3 实验验证

研制了Boost/半桥组合式软开关谐振PFC变换器原理样机,输入115 V/400 Hz单相交流电,输出25 V直流电压,最大输出功率350 W,功率管型号选取IRF460,主功率管 S_1 开关频率为100 kHz,谐振电容 C_{p1} 和 C_{p2} 选220 nF。Boost电路主功率管采用UC3854控制^[19-20]。

图8为满载时Boost电路输出高频纹波电压 u_d ,其直流分量约为400 V,波动幅值约为40 V,脉动频率为100 kHz,实验波形与图4中理论分析的波形 u_d 和图7(b)中高频纹波电压的仿真波形相一致。 u_d 是两个谐振电容两端电压的叠加,电容电压波动也约为40 V,不会给开关管和二极管造成过大的电压应力。

图9所示为功率管 S_2 的驱动信号与漏源电压,由于变压器漏感与功率管结电容的谐振作用,在驱动信号到来之前,结电容已放电完毕,功率管漏源电压为0,实现了零电压开通。由于另一半桥功率管 S_1 与 S_2 的工作完全对称,其也能够实现软开关。

图10给出了变换器不同输出功率下的效率曲线图,满载下的效率为91.5%。

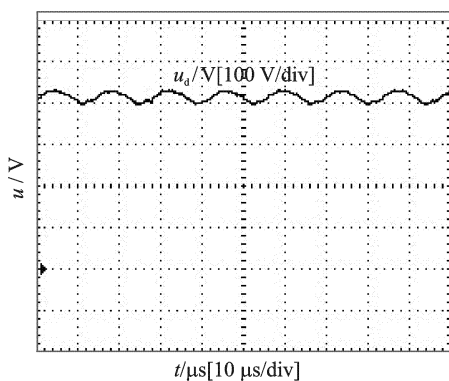


图8 Boost电路输出电压

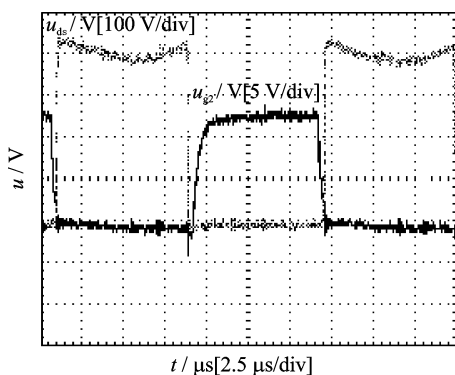


图9 功率管驱动与漏源电压

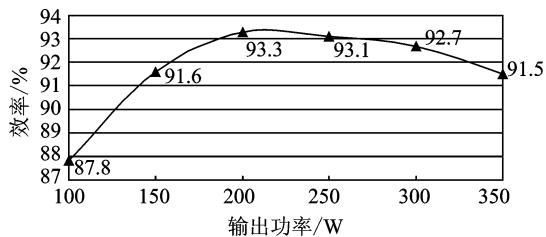


图10 不同输出功率下的效率曲线

4 结论

本文研究了一种Boost/半桥组合式软开关谐振PFC变换器,对控制策略的改进和减小变换器电容规格的可行性进行了分析,通过实验进行了验证,得出以下结论:

(1)采用Boost电路和半桥电路功率管同步工作的控制策略,利用Boost电路输出端与半桥电路共用的桥臂电容与漏感谐振传递能量,桥臂电容不大量储能,而将储能电容放在变换器的输出端,从而无需使用高耐压等级的大容量电解电容。

(2)通过合理选择Boost电路和半桥电路输出电容的规格,在保证变换器工作性能良好的同时,能够节省变换器的体积和成本,增加其使用寿命。

参考文献:

- [1] 徐立刚, 陈乾宏, 朱祥, 等. 单相整流滤波电容纹波电流的数学模型与分析[J]. 电力电子技术, 2009, 43(3): 51-53.
Xu Ligang, Chen Qianhong, Zhu Xiang, et al. Modeling and analysis of single-phase rectifier capacitor ripple current [J]. Power Electronics, 2009, 43(3): 51-53.
- [2] 王议锋, 徐殿国, 徐博, 等. 图腾柱式无桥零纹波交错并联Boost功率因数校正器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 175-182.
Wang Yifeng, Xu Dianguo, Xu Bo, et al. An interleaved totem-pole bridgeless boost PFC rectifier with zero-ripple current filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9): 175-182.
- [3] 刘多亮, 符永高, 杜贵平, 等. 大功率高频变换器滤波电容问题研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(9): 63-64.
Liu Duoliang, Fu Yonggao, Du Guiping, et al. Study on issues of the filter capacitor in high-power high-frequency converter [J]. Power Electronics, 2008, 42(9): 63-64.
- [4] 刘慧丛, 邢阳, 李卫平, 等. 铝电解电容在湿热环境下的贮存可靠性[J]. 宇航材料工艺, 2010(3): 87-

- 90.
- Liu Huicong, Xing Yang, Li Weiping, et al. Storage reliability of aluminum electrolytic capacitors in hygrothermal environment [J]. *Aerospace Materials & Technology*, 2010(3): 87-90.
- [5] 卢西伟, 刘志刚, 王磊, 等. 基于累积损伤理论的铝电解电容疲劳损伤估算方法[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(4): 13-18.
- Lu Xiwei, Liu Zhigang, Wang Lei, et al. Estimate approach for fatigue damage of aluminum electrolytic capacitor based on accumulated damage theory [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(4): 13-18.
- [6] 陈亚爱, 张卫平, 张东彦, 等. 带有谐振PFC的单级AC/DC变换器研究[J]. *电力电子技术*, 2009, 43(1): 3-5.
- Chen Yaai, Zhang Weiping, Zhang Dongyan, et al. Study of a single stage AC/DC converter with resonant model PFC [J]. *Power Electronics*, 2009, 43(1): 3-5.
- [7] 郑昕昕, 肖岚, 王勤. 基于航空交流电网的Boost/半桥组合式软开关谐振PFC变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2011, 31(9): 50-57.
- Zheng Xinxin, Xiao Lan, Wang Qin. Boost/half-bridge combined soft-switching resonant PFC converter for airborne AC system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(9): 50-57.
- [8] Zhang Fei, Xu Jianping. A novel PCCM boost PFC converter with fast dynamic response [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(9): 4207-4216.
- [9] Yuan Bo, Yin Gold, Bao Jiangang, et al. Hybrid PFC circuit for wide load range high efficiency server power supply unit [C]// *INTELEC 2010—2010 International Telecommunications Energy Conference*. Orlando, FL, USA: [s. n.], 2010: 1-4.
- [10] Zhou X, Chen D, Jamerson C. Leading-edge modulation voltage-mode control with flux unbalance correction for push-pull converter [C]// *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. New Orleans, LA, USA: [s. n.], 2000: 327-333.
- [11] Tolle T, Duerbaum T. Modeling of ZVS transitions in asymmetrical Half-bridge PWM converters [C]// *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*. Vancouver, BC, Canada: [s. n.], 2001: 308-313.
- [12] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 浙江: 浙江大学出版社, 2002: 23.
- [13] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 67-68.
- [14] 王慧贞, 张军达. 一种新型无桥Boost PFC电路[J]. *电工技术学报*, 2010, 25(5): 109-115.
- Wang Huizhen, Zhang Junda. A bridgeless boost PFC converter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(5): 109-115.
- [15] 张维, 刘开绪. 基于IR2113的静电高压直流电源电路设计[J]. *哈尔滨师范大学自然科学学报*, 2006, 22(2): 22-61.
- Zhang wei, Liu Kaixu. Design of static electricity high voltage direct current power supply based on IR2113 [J]. *Natural Science Journal of Harbin Normal University*, 2006, 22(2): 22-61.
- [16] 赵修科. 实用电源技术手册磁性元件分册[M]. 辽宁: 辽宁科学技术出版社, 2002: 92.
- [17] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科学技术出版社, 2000: 53.
- [18] 刘建, 杨旭, 王兆安, 等. 单位功率因数单相开关电源的输出电压纹波[J]. *电力电子技术*, 1998, 8(4): 1-4.
- Liu Jian, Yang Xu, Wang Zhaoan, et al. Output voltage ripple of single phase switching converters with unity power factor [J]. *Power Electronics*, 1998, 8(4): 1-4.
- [19] 张丽娟. 基于UC3854的两级有源功率因数校正电路的研究[D]. 西安: 西安理工大学, 2008.
- [20] Wang Haibo, Che Yanbo, Zhao Lihua. Research of photovoltaic inverter based on UC3854 [C]// *2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)—Charging System & Energy Storage*. Hong Kong, China: [s. n.], 2011: 1-4.