

新型半导体隔离式高功率因数开关电源

陶 骞,刘开培,王禹民

(武汉大学 电气工程学院,湖北 武汉 430072)

摘要: 提出一种以半导体开关作为隔离元件、电容器作为功率传输元件的高功率因数开关电源新型拓扑结构,通过控制半导体开关,使电容器交替充放电对负载供电,从而实现物理意义上的隔离。通过对电容器充电回路开关管进行控制,实现交流输入端的高功率因数。与传统的乘法器 boostPFC 控制电路不同,该装置采用单周期控制,不需要同时检测输出电压和输入电流及电压,无需乘法器。试验研究表明装置稳定可靠,有效地实现了负载与供电网侧的电气隔离。

关键词: 半导体隔离; 单周控制; 功率因数校正

中图分类号: TM 48

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)02-0093-04

目前,开关电源设备普遍采用二极管整流、电容滤波环节,会使其输入电流严重畸变,对电网产生严重的谐波污染且功率因数较低。而开关电源设备常规的隔离电路采用高频变压器隔离^[1-2],电源边与负载通过磁路耦合仍然保持联系,电网冲击和负荷波动可通过磁路进行传递而相互影响;当变压器由高频电流激励时,变压器损耗增加。这种随工作频率增加而增加的损耗不仅降低了开关电源设备功率转换的效率,而且还需要对损耗产生的热辐射采取相应的措施^[3-5]。另外,为了消除来自高频变压器产生的噪声干扰,需要提供磁屏蔽,通常是根据技术经验进行的,要获得较高的对磁场的屏蔽效果是困难的^[6]。

1 电路结构和基本工作原理

提出一种新型的以半导体开关隔离、电容器作为功率传输的高功率因数开关电源拓扑结构,如图 1 所示。通过 2 个半导体开关控制电容器交替充放电对负载供电,当电容器 C_1 对负载放电时,它与电网是断开的,此时电容器 C_2 与负载断开,与电网相连

进行充电,从而实现了物理意义上的完全隔离。由于电容器充放电频率高(20~50 kHz),所以电容器容量不大,通常为微法级,从而可有效地减小电源体积^[7]。通过对电容器充放电回路开关管进行控制,可以实现输入端的高功率因数。

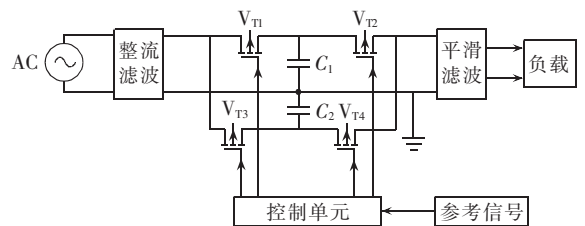


图 1 半导体隔离开关电源原理结构

Fig.1 Structure of semiconductor isolated switching power supply

在图 1 中,交流电经过整流滤波后,在 $t=0$ 时刻由占空比控制电路使开关管 V_{T1} 导通, V_{T2} 关断,对电容器 C_1 进行充电;同时 V_{T3} 关断, V_{T4} 开通,由电容器 C_2 对负载供电;当 C_2 电压由 U_{21} 降到 U_{20} 时, V_{T3} 导通, V_{T4} 关断,对电容器 C_2 进行充电;同时 V_{T1} 关断, V_{T2} 开通,由电容器 C_1 对负载供电,从而完成 DC-DC

收稿日期: 2006-06-09; 修回日期: 2006-10-27

变换的一个周期,开关管状态分布如表 1 所示。

表 1 开关管状态分布
Tab.1 States of switches

开关状态	V_{T1}	V_{T2}	V_{T3}	V_{T4}
I	1	0	0	1
II	0	1	1	0

用能量传输的观点,电容器储能

$$W_C = \frac{1}{2} C U^2$$

图 1 中当 V_{T4} 关断、 V_{T2} 开通时,电容器放电电压从 U_{C1} 降到 U_{C10} ,输出电能为 $W_1 = C_1(U_{C1}^2 - U_{C10}^2)/2$,设电路开关频率为 f ,则其输出功率为 $P = C_1 f \times (U_{C1}^2 - U_{C10}^2)/2$,因此

$$C_1 = \frac{2P}{f(U_{C1}^2 - U_{C10}^2)} \quad (1)$$

若不考虑输入电源内阻和开关管导通时的电阻,在输出功率和输入电压一定时,电容 C_1 和开关频率成反比,即随着电源开关频率的增加,电容 C_1 的容量可减小,从而有效地减小电源体积^[8-9]。

2 单周期 PFC 控制原理

开关变换器为脉冲非线性动态系统。在传统的反馈控制中,当电源电压受到扰动时,例如输入电压有较高的升高,由于误差信号的获得有一定的延时,对占空比控制并不能立即反映这种变化,因此,输出电压会出现短暂的越限,暂态的持续时间由闭环增益决定,重新达到稳态需要经过多个开关周期。

与传统的乘法器 boost PFC(功率因数校正)控制电路不同^[10],本装置采用单周期控制方法^[11]。它是一种不需要乘法器的控制方法,该技术突出的特点是无论稳态、暂态,都能保持受控量的平均值在一个周期内动态跟随控制参考量变化,具有动态响应快、开关频率恒定、鲁棒性强、易于实现等优点。

设开关 S 的工作频率恒定, $f_s = 1/T_s$ 。其动作可由一个开关函数 $K(t)$ 描述:

$$K(t) = \begin{cases} 1 & 0 < t < t_{on} \\ 0 & t_{on} \leq t < T_s \end{cases}$$

$$Y(t) = K(t) X(t)$$

在每个周期内开关在 $K(t) = 1$ 时导通,导通时间为 t_{on} ,在 $K(t) = 0$ 时截止,截止时间为 t_{off} , $t_{on} + t_{off} = T_s$ 。开关的输入信号 $X(t)$ 被开关斩波,传输到输出端而形成开关变量 $Y(t)$ 。显然,开关变量 $Y(t)$ 的频率和脉宽与开关函数 $K(t)$ 相同,而开关变量 $Y(t)$ 的大小与同时刻输入信号 $X(t)$ 相同。开关占空比 $D = t_{on}/T_s$,由一个模拟控制参考量 $U_{ref}(t)$ 进行调节。假如在每个周期内占空比正好使得开关变量的积分等于或者正比于控制参考量 $U_{ref}(t)$,即

$$U_{ref}(t) = k \int_0^{t_{on}} X(t) dt$$

其中, k 为一个比例常数。由于开关频率恒定,因而开关变量平均值等于或正比于控制参量,即

$$Y(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} X(t) dt = K U_{ref}(t) \quad (2)$$

式中 $K = k/T_s$ 为常数。

基于这种理念的开关控制技术称为“单周期控制技术”^[12-14]。

单周控制系统如图 2 所示,积分值与控制参考量 $U_{ref}(t)$ 进行实时比较,当 U_{int} 达到 $U_{ref}(t)$ 时,比较器的输出发生翻转,控制器发出信号使开关 S 关断,同时使积分器复位至零,为下一周期的控制做好准备。通过单周期控制,使开关输出信号平均值保持恒定: $Y(t) = K U_{ref}(t)$ 。由于输入信号与控制参考量为互相独立的变量,因而单周期控制开关具有普遍的稳定性^[15]。

3 主电路分析

单周期控制半导体开关电容器隔离开关电源主电路如图 2 所示, S_1 为模拟开关,参考量 U_{ref} 取自输入交流电压, V_{T1} 、 V_{T2} 、 V_{T3} 、 V_{T4} 的开关状态如表 1 所示,通过控制 V_{T5} 使输入电流 i_1 跟随输入电压,实现功率因数校正。

触发器开始预置 Q 为 1, \bar{Q} 为 0,使 V_{T5} 开通,电流 i_1 通过积分器 A_2 积分,积分值 U_{int} 由式(2)可得:

$$U_{int} = k \int_0^t X(t) dt, \quad k = \frac{1}{R_f C_{int}}$$

其中, R_f 为电流采样电阻值,当 U_{int} 达到控制

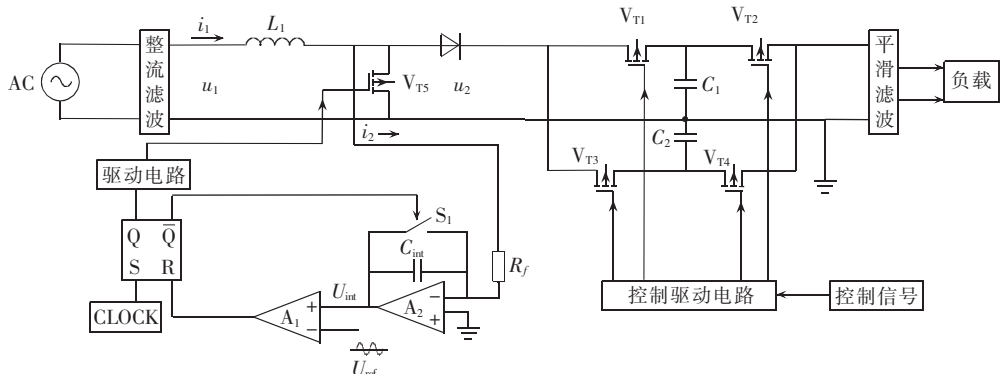


图 2 单周期控制半导体电容器隔离开关电源主电路
Fig.2 Isolated switching power supply with one-cycle-control

参考量 U_{ref} 时,比较器 A_1 输出信号变为低电平,RS 触发器输出信号翻转, Q 为 0, \bar{Q} 为 1,使 V_{T5} 关断,积分器 A_2 复位至零,为下一周期做准备。由图 2 可知: V_{T5} 闭合时

$$u_{L1} = u_1, \quad 0 < t < DT_s \quad (3)$$

V_{T5} 关断时

$$u_{L1} = u_1 - u_2, \quad DT_s < t < T_s \quad (4)$$

由于稳态时电感两端电压在 1 个开关周期内平均值为零,因此可得:

$$u_{L1}(\text{on})DT_s + u_{L1}(\text{off})(1-D)T_s = 0 \quad (5)$$

将式(3)(4)代入式(5)得:

$$u_1 = (1-D)u_2 \quad (6)$$

单周期控制的控制目标是电网侧电流波形跟踪电压波形。把整个系统等效为线性负载(等效电阻为 R_e),即 $u_1 = R_e i_1$,式中 u_1 为输入电压; i_1 为进线电流(图 2 所示)。其开关周期为 T_s ,占空比为 D 。当 $0 < t < DT_s$ 时, V_{T5} 导通;当 $DT_s < t < T_s$ 时, V_{T5} 关断。根据理论分析,可以得出电网侧电流与电压波形一致时,系统进线电流与开关占空比 D 之间的关系:

$$DU_m = U_m - R_f i_1 \quad (7)$$

其中, $U_m = R_f u_2 / R_e$, R_f 为电流采样电阻值。考虑到开关频率远大于电网电压频率,在 1 个开关周期内 U_m 基本不变,式(7)所表述的关系可通过单周控制的方式实现。取单周积分常数为 $\tau_i = T_s / 2$,则可推出单周控制方程为

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} U_m dt = \frac{1}{\tau_i} DT_s U_m = 2DU_m = U_m - R_f i_1 \quad (8)$$

图 2 中积分器 A_2 即为对 $U_m (U_m = R_f u_2 / R_e)$ 的积分, U_{ref} 为电压基准。控制电路在每个开关周期均对 U_m 积分,当积分值符合单周控制方程式(8)时,开关信号翻转,积分电路复位,等待下一周期重新积分,从而得到满足式(8)的占空比 D 。若式(7)可以实现,即可实现输入电流跟踪输入电压变化,功率因数近似为 1。式(7)可通过比较器 A_1 、带复位的积分器 A_2 和几个逻辑器件实现,结构框图如图 2 所示。

4 实验结果

图 2 为实验主电路示意图,开关管 $V_{T1} \sim V_{T5}$ 全部使用 N 沟道 MOSFET;输出电容器容量由输出功率和输出直流电压纹波含量决定,即

$$C \geq \frac{2P_o}{f_{line}(U_{omax}^2 - U_{omin}^2)}$$

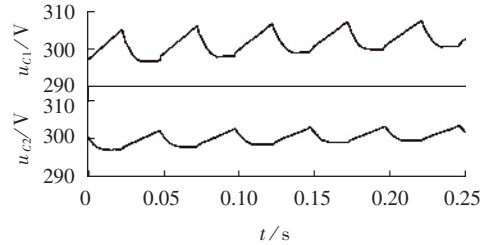
U_{omax} 、 U_{omin} 分别为输出直流电源纹波的极大、极小值。实验电源功率为 100 W,输出电压为 30 V,纹波 2%,可得: $C \geq 130 \mu\text{F}$ 。

电感 L_1 的选择:

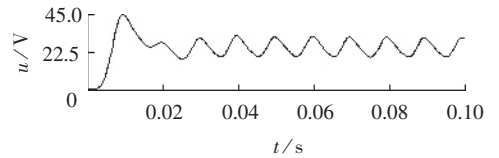
$$L_1 \geq \frac{1}{2} \eta T_s \frac{\max(U_{grms}^2)}{\max(P_o)}$$

选择 $\max(P_o) = 200 \text{ W}$, $T_s = 20 \mu\text{s}$, $\max(U_{grms}) = 256 \text{ V}$, $\eta = 90\%$,可得: $L_1 \geq 3.16 \text{ mH}$ 。

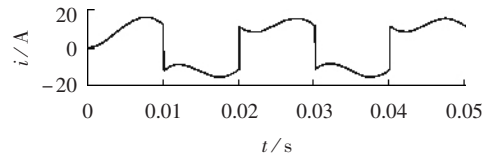
图 3 为实验结果,从波形可以看出:输入电流波形从原来的脉冲方波,见图 3(a)跟随输入交流电压波形,基本校正为正弦波,如图 3(b)所示。传统的带乘法器的 boostPFC 需要 2 个周期以上才能使输入电流跟随输入交流电压如图 3(d)所示,而单周期控制在 1 个周期内就使输入电流跟随输入交流电压波形,见图 3(f)。理论上,单周期控制变换器能抑制输入电压干扰,然而,实际应用中的开关管、晶体管和二极管等都不是理想器件,而且积分器动态响应速度



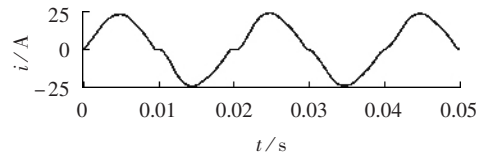
(a) 电容器 C_1 、 C_2 充放电波形



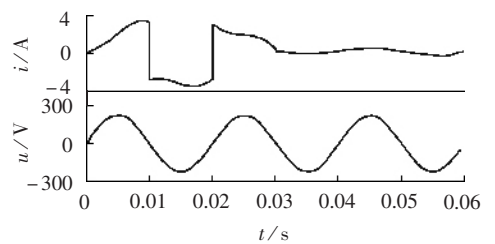
(b) 输出电压波形



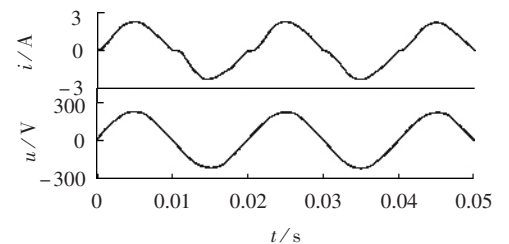
(c) 无 PFC 时输入电流波形



(d) 有 PFC 时输入电流波形



(e) 传统带乘法器的 boostPFC 波形



(f) 单周控制 PFC 波形

图 3 实验波形

Fig.3 Experiment results

慢,因此,单周期控制的精确性还存在一定的偏差。

5 结语

基于单周期控制技术提出了一种通用双电容器隔离型开关电源变换器拓扑结构,并通过仿真试验验证了此方法的可行性,实现了单位功率因数和低电流畸变,同时,使电网侧与负载端实现了物理意义上的隔离。该控制器开关频率恒定、不需要乘法器、不需要同时检测输出电压和输入电流及电压,控制方案简单,整个控制电路的复杂程度降低,与高频变压器式开关电源相比更易实现集成化、小型化,具有广阔的应用前景。但也还存在很多不足之处,例如如何减小开关损耗及输出电压纹波,提高电源效率的问题。

参考文献:

- [1] 姜桂宾,裴云庆,刘海涛,等.一种新型隔离变压器的 Boost 变换器[J]. 电力电子技术,2002,36(4):24-27.
JIANG Gui-bin, PEI Yun-qing, LIU Hai-tao, et al. A novel boost converter with insulating transformer[J]. Power Electronics, 2002,36(4):24-27.
- [2] 李建国,刘文华,宋强,等.基于变压器隔离链式逆变器的 D-STATCOM 及其控制[J]. 清华大学学报:自然科学版,2005,45(7):877-880.
LI Jian-guo, LIU Wen-hua, SONG Qiang, et al. D-STATCOM based on a transformer isolated chain-circuit inverter[J]. J Tsinghua Univ:Sci & Tech, 2005,45(7):877-880.
- [3] 张盛旺,林凤. 电力系统微机保护装置的抗干扰措施[J]. 电力自动化设备,2005,25(2):93-96.
ZHANG Sheng-wang, LIN Feng. Anti-interference measures in microprocessor-based protective equipment of power system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005,25(2):93-96.
- [4] 张方华,严仰光. 带隔离变压器的 DC/DC 变换器零电流转换方案[J]. 中国电机工程学报,2003,23(9):63-66.
ZHANG Fang-hua, YAN Yang-guang. ZCT scheme of isolate ED DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003,23(9):63-66.
- [5] 林森,天明. 变电所自动化系统的抗干扰措施[J]. 电力自动化设备,2005,25(12):67-69.
LIN Sen, GUAN Ming. Anti-jamming measures of substation automation system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2005,25(12):67-69.
- [6] 璩克旺,陶生桂. 开关电源的隔离技术[J]. 通信电源技术,2003(4):17-20.
QU Ke-wang, TAO Sheng-gui. The isolation technologies of switching mode power supply[J]. Telecom Power Technologies, 2003(4):17-20.
- [7] CHUNG H S H, HUI S Y R. On the use of current control scheme for switched-capacitor DC/DC converters[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2000,47(2):238-244.
- [8] 程红丽. 开关电源 boost-buck 功率因数校正组合开关变换器[J]. 微电子学,2001,31(5):351-354.
CHENG Hong-li. A switched capacitor based boost-buck power factor correction integrated switching converter[J]. Microelectronics, 2001,31(5):351-354.
- [9] YEUNG Y P B, CHENG K W E, SUTANTO D. Multiple and fractional voltage conversion ratios for switched-capacitor resonant converters[C]//Proc IEEE PESC 2001. Vancouver, Canada: IEEE, 2001:1289-1294.
- [10] 王婷婷,谢运祥. 一种带隔离的单相三电平功率因数校正电路[J]. 电力电子技术,2004,38(3):25-27.
WANG Ting-ting, XIE Yun-xiang. An isolated single phase three-levels power factor correction[J]. Power Electronics, 2004,38(3):25-27.
- [11] SMEDLEY K M, CUK S. One-cycle control of switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995,10(6):625-633.
- [12] LAI Zhe-ren, SMEDLEY K M, MA Yun-hong. Time quantity one-cycle control for power factor correctors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997,12(2):369-375.
- [13] SMITH K M, LAI Zhe-ren, SMEDLEY K M. A new PWM controller with one-cycle response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999,14(1):142-150.
- [14] QIAO Chong-ming, SMEDLEY K M. Three-phase unity-power-factor star-connected switch rectifier with unified constant-frequency integration control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003,18(4):952-957.
- [15] ALARCON E, POVEDA A, VIDAL E. Analog current-mode implementation of a one-cycle integrated controller for switching power converters[C]//The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Sydney, NSW, Australia: [s.n.], 2001:496-499.

(责任编辑:汪仪珍)

作者简介:

陶 骞(1973-),男,河北新乐人,博士研究生,主要研究方向为开关电源 PFC 技术、电力有源滤波器、DC/DC 变换技术(E-mail:taoqian1128@yahoo.com.cn)。

Semiconductor isolated switching power supply with high power factor

TAO Qian, LIU Kai-pei, WANG Yu-min
(Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: A novel topology of the switching power supply with high power factor is presented, which uses semiconductor switches as isolating elements and capacitors as transmission elements. By controlling the semiconductor switches, two capacitors are charged from system and discharged to loads alternatively, isolating the loads from power system physically. High power factor at AC input can be achieved by controlling the switch of capacitor charge circuit. Being different from the traditional boost power factor control circuit, it adopts one-cycle-control scheme and needs neither the simultaneous measurements of output voltage and input current and voltage, nor the multiplier. Simulations and experiments verify its reliability and effectiveness.

Key words: semiconductor isolation; one-cycle-control; power factor correction