

基于 IR1150 的单相高功率因数整流器设计与实现

张厚升

(山东理工大学 电气与电子工程学院, 山东 淄博 255049)

摘要: 设计了一种新型单相高功率因数整流器, 控制电路采用基于单周期控制的电流连续模式 (CCM), 功率因数校正芯片 IR1150 作为主控芯片, 无需传统功率因数校正 (PFC) 电路所需的乘法器、输入电压采样以及固定的三角波振荡器, 简化了 PFC 电路的设计并缩小了装置体积。分析了系统的工作原理, 对高功率因数整流器的主要模块如升压储能电感、输出电容、电流环与过电流保护、电压环与输出过电压保护、电磁干扰 (EMI) 滤波器和噪声干扰的抑制等进行了详细分析与设计。在升压储能电感设计中, 采用了一种新型薄铜带工艺绕制的 Boost 储能电感, 有效地减小了高频集肤效应, 改善了 Boost 变换器的开关调制波形并降低了磁件温升。500 W 的样机实验表明, 该高功率因数整流器设计合理、性能可靠, 功率因数可达 0.994。

关键词: 高功率因数整流器; 功率因数校正; 单周期控制; IR 1150

中图分类号: TM 461

文献标识码: B

文章编号: 1006-6047(2007)06-0090-05

0 引言

解决电力电子装置谐波污染和低功率因数问题的基本方法除了采用补偿装置对谐波进行补偿之外, 就是开发新型变流器, 使其不产生谐波^[1-2], 且功率因数为 1, 这种变流器称之为单位功率因数变流器 (unity power factor converter)。目前, 由于场控高频自关断器件的迅速发展, 可以借助它达到减少电网侧谐波电流的目的。其基本思想是: 放弃传统的相控整流方案, 代之以高频调制原理, 然后通过适当的控制策略, 使电网侧电流遵循正弦波变化规律, 这就是新一代整流电路即高功率因数整流器所依据的工作原理。因此, 高功率因数变流器成为当前电力电子领域研究的热点课题^[3]。

传统功率因数校正 (PFC) 电路技术复杂, 设计步骤繁琐, 所需元件多, 体积大而且成本高, 例如使用经典的 UC 3854 芯片开发的 PFC 电路^[4-6], 因此设计时往往要在性能和成本之间进行折衷。近年来单级 PFC 的研究集中于如何简化传统的 PFC 控制电路结构, 避免对输入电压采样和使用复杂的模拟乘法器。文献[7]中提出的单周期控制 OCC (One Cycle Control) 技术很好地解决了这个问题。OCC 是一种非线性控制技术, 该控制技术的突出特点是: 无论是稳态还是暂态, 它都能保持受控量的平均值恰好等于或正比于给定值, 即能在一个开关周期内, 有效地抵制电源侧的扰动, 既没有稳态误差, 也没有暂态误差。OCC 技术可广泛应用于非线性系统的场合^[8-11], 例如脉宽调制、谐振、软开关式的变换器等, 也适用

于 PWM 变换器和准谐振变换器。目前, 国际整流器公司 (IR) 已有基于 OCC 的 PFC 芯片——IR1150^[12-13]①问世, 它综合了电流连续模式 CCM (Continuous Current Mode) PFC 的性能及电流断续模式 DCM (Discontinuous Current Mode) PFC 的简易、可靠和元件数量少等优点, 提高了 PFC 应用的效率。以 IR1150 作为主控芯片, 设计了一种新型高功率因数整流器。

1 系统结构与工作原理

所设计的单相高功率因数整流器的拓扑结构如图 1 所示, 主电路采用单相 Boost 升压电路, 控制电路采用 IR 公司推出的专用于 AC/DC 功率因数校正的 IR1150 芯片, 它采用了 IR 公司的专利 OCC 技术, 不仅简便可靠, 而且所需外围元器件少。

IR1150 的内部结构如图 1 中虚线框所示, 控制电路包括一个外部的电压环和一个内部的电流环。输出电压通过分压电阻接入脚 6 (VFB, 电压环误差放大器反向输入端), 该引脚内部接入电压误差放大器 U1 反向输入端, 反馈电压通过与基准电压 U_{REF} 比较后得到调制电压 U_m 。 U_m 一路与脚 3 (ISNS, 电流检测端) 的输入信号经过运算得到 $U_1(t)$, 另一路经过误差放大器构成的带有复位开关的积分器得到三角波 $U_2(t)$, 之后 $U_1(t)$ 与 $U_2(t)$ 接入比较器 U2, 通过两者的比较即可确定占空比 D 。

电流环路和电压环路结合的结果, 使 AC 输入平均电流 (即经输入高频旁路电容器和 EMI 滤波器后的低频电流) 与 AC 输入电压成正比, 并且呈现正弦波, 与输入电压保持同相位, 从而产生几乎等于

① International Rectifier. IR1150 uPFC one cycle control PFC IC. International Rectifier Data Sheet No. PD60230 revB, 2005.

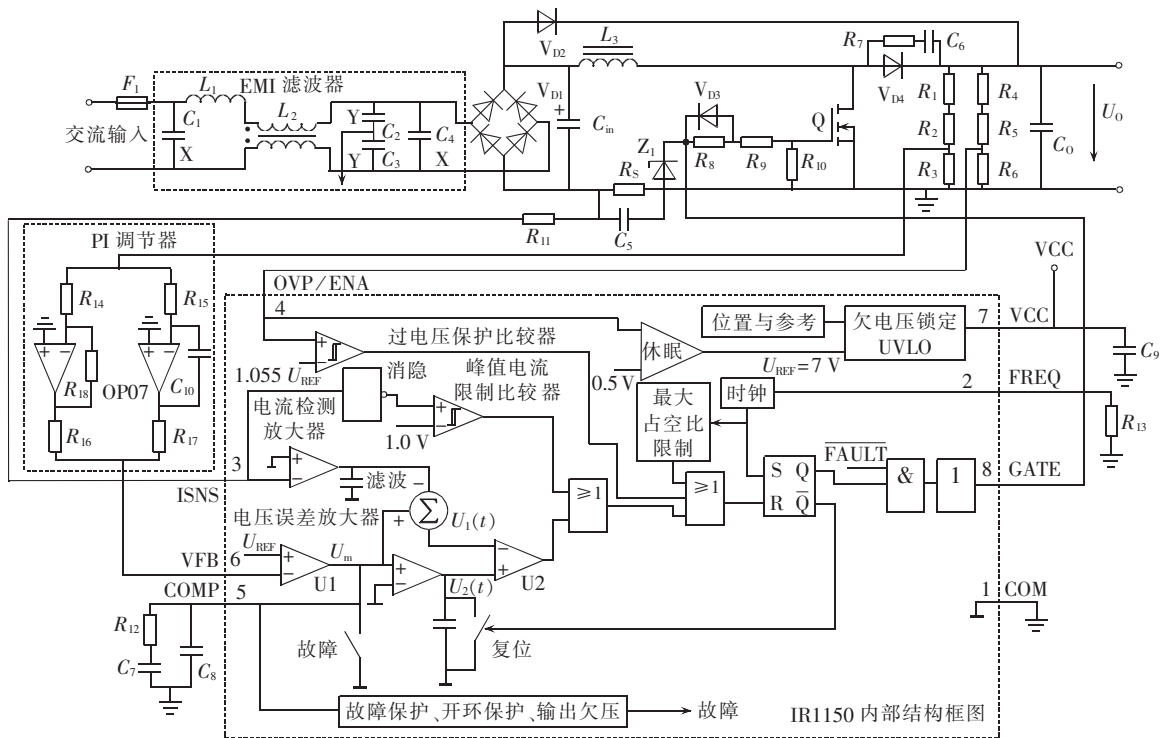


图 1 基于单周期控制芯片 IR1150 的单相高功率因数整流器

Fig.1 Single-phase high power factor rectifier with IR1150 based on one cycle control

1 的功率因数^①。1 个周期内的工作波形如图 2 所示。

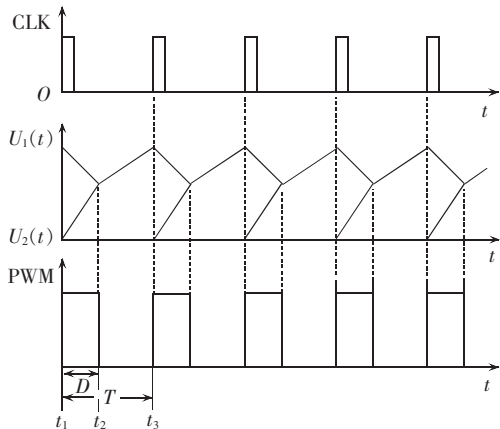


图 2 单周期控制的工作波形

Fig.2 Operation waveforms of one cycle control

在 t_1 时刻,时钟 CLK 产生的脉冲将 RS 触发器置位,Q 端输出高电平,通过驱动电路开通开关管, $\bar{Q}$ 端为低电平,积分器工作,三角波 $U_2(t)$ 开始上升,直到 t_2 时刻 $U_2(t)$ 达到 $U_1(t)$ 的幅值,比较器 U2 翻转输出高电平,将 RS 触发器复位,Q 端输出低电平,开关管关断。直到下一个周期初始(t_3 时刻)又开始重复上述过程。由上可知,开关管占空比 D 是由 $U_1(t)$ 与 $U_2(t)$ 比较所确定的。 $U_1(t)$ 既反映了电感电流的大小,同时又实现了每周期的电流峰值限制。

2 系统参数设计

2.1 Boost 升压电感设计

要想设计出性能优良的 PFC 电路,除了 IC 外围

电路各元件值选择合理之外,还要特别认真选择 Boost 升压储能电感器。它的磁性材料不同,对 PFC 电路的性能影响很大,甚至于该电感器的接法不同,也会明显地影响电流波形,另外,驱动电路的激励脉冲波形上升沿与下降沿的滞后或者有振荡,都会影响主功率开关管的最佳工作状态。当增大输出功率到某个阶段时,还会出现输入电流波形发生畸变甚至出现死区等现象。所以,在 PFC 电路的设计中,合理选择 Boost PFC 升压电感器的磁芯与绕制电感量是很重要的^[2]。电感值的计算以低输入电压 $U_{in,peak}$ 及对应的最大占空比 D_{max} 时保证电感电流连续为依据,计算公式为

$$L = U_{in,peak} D_{max} / (f_s \Delta I) \quad (1)$$

式中 $U_{in,peak}$ 为低输入交流电压对应的正弦峰值电压(V); D_{max} 为 $U_{in,peak}$ 对应的最大占空比; ΔI 为纹波电流值(A),计算时假定为纹波电流的 30%; f_s 为开关频率(Hz)。

占空比的计算公式为

$$D_{max} = (U_0 - U_{in,peak}) / U_0 \quad (2)$$

式中 U_0 为直流输出电压。

若输入交流电压为 220 V(最低输入电压 85 V),输出直流电压为 400 V,开关频率为 $f_s = 50$ kHz,输出功率 $P_0 = 500$ W,效率为 $\eta = 92\%$,则可计算得到 $D_{max} = 0.7$,纹波电流为 1.81 A,从而求得电感值 $L_3 = 930 \mu H$,实际电感值取为 1 mH。

① Keyue Smedley,Chongming Qiao. Develop a single phase power factor correction control chip. Final Report 1997 - 1998 for MICRO,Project 97-161,Industrial Sponsor:Linfinity Inc.,1998.

因为升压电感工作于电流连续模式,需要能通过较大的直流电流而不饱和,并要有一定的电感量,即所选磁性材料应具有一定的直流安匝数。可选用的磁性材料有加气隙铁氧体、加气隙非晶或微晶、铁镍钼 (FeNiMo) 磁环、铁粉芯磁环等材料^[14]。铁镍钼磁环机械抗震性能好、高频损耗较小(可工作于 100 kHz),但比较昂贵,而且直流安匝数略显不足。铁氧体、非晶或微晶均需加气隙,使斩波电感漏磁通增加,这样会产生较大的电磁干扰噪声。铁粉芯磁环内部均匀分布着微小气隙,通过调节气隙密度,可得到不同直流安匝数的磁环,这种具有分布气隙结构的铁粉芯磁环漏磁通较小。随着开关频率增加(大于 50 kHz),铁粉芯磁环损耗明显增加。从成本、电磁干扰噪声、直流安匝数、高频损耗等方面综合考虑,铁粉芯磁环是 50 kHz 以下开关频率的 PFC 斩波电感磁性材料的适宜选择。

本设计中,升压电感器采用 4 块 EE55 铁氧体磁芯复合而成,其中心柱截面气隙为 1.5 mm,Boost 储能电感器的绕组导线不用常规的多股 $\Phi 0.47$ mm 漆包线卷绕,而是采用厚度为 0.2 mm、宽度为 33 mm 的薄红铜带叠合,压紧在可插 4 块 EE55 磁芯的塑料骨架上,再接焊锡导线引出,用多层耐高压绝缘胶带扎紧包裹。这种薄铜带工艺绕制的 Boost 储能电感,对减小高频集肤效应、改善 Boost 变换器的开关调制波形、降低磁件温升均起重要作用。

2.2 输出电容设计

直流侧输出电容具有 2 个功能:一是滤除由于器件高频开关动作造成的直流电压的纹波;二是当负载发生变化时,在整流器的惯性环节延迟时间内,将直流电压的波动维持在限定范围内^[2,11]。开关动作造成的纹波频率比较高,只需要较小的电容就可以满足第 1 项要求,第 2 项要求与负载功率变化的大小、输出直流电压、输出纹波电压和保持时间 Δt 等因素有关,其中保持时间 Δt 一般取为 15~50 ms。用保持时间 Δt 表达的输出电容值为

$$C = \frac{2P_0\Delta t}{U_0^2 - U_{0,\min}^2} \quad (3)$$

式中 Δt 为保持时间,电网断电后要求电容在时间 Δt 内电压不低于一定值; U_0 为直流输出电压; $U_{0,\min}$ 为要求电网断电后,在保持时间内电容电压的最小值。

遵照降额使用的原则,本方案采用 -20% 的安全范围,在最小保持时间条件下,计算可得 $C_0 = 357 \mu\text{F}$,实际选用的标准电容值为 $C_0 = 470 \mu\text{F}$ 。

2.3 电流环与过电流保护设计

对于图 1 所示的 IR 1150 而言,电流检测输入端 ISNS 的输入信号不仅作为电流检测放大器的反相端输入信号,而且也作为峰值电流限制比较器提供输入信号。功率因数校正芯片 IR 1150 提供了 2 种级别的电流限制。一种是软过流保护,属于占空比限制反馈类型,此时输出功率的限制点与输出电压的

下降点即为占空比的限制阈值;另一种是峰值电流限制,一旦检测电流的输入调理信号超过峰值电流限制阈值(≈ 1.0 V),芯片将立即封锁当前的驱动脉冲输出,从而达到保护目的。

电流检测采用电阻传感,检测电流的电阻器决定了电流软过载的数值,输入电流就是限制在这个数值上,而这时输出电压将下降。最坏的情况是在电网电压最低时而电流为最大,而且转换器的升压系数又比较高。所设计的电流检测电阻器 R_s 数值必须满足:来自电网的输入电压为最低、负载为最大时,转换器能够维持输出电压。可以这样来确定电流检测电阻器的数值:计算检测电流的电阻器两端用于设定输入电压为最低时的“软”电流极限所需要的电压,然后,按电感器中的最大峰值电流,计算电流检测电阻器的数值。电阻器中的功率损耗可以按输入电压为最小时、输入有效值电流为最大的情况来计算。还要妥善地遵守降额使用原则,此时占空比 D 的计算公式仍为式(2)。

如果输出电压降低(或者负载增加),电压环将通过增加调制电压 U_m 的值来响应。但是,当 U_m 的值上升至最大值而致饱和时,电流的额外上升将会限制占空比,从而导致输出电压下降。图 3 给出了占空比与斜坡函数的关系,在图中由几何关系可以得出占空比由式(4)决定:

$$\frac{U_m - G_{DC} U_{SNS}}{U_m} = \frac{t_{ON}}{T_s} = D \quad (4)$$

式中 G_{DC} 为电流放大器的直流增益, $G_{DC} = 2.5$; T_s 为开关周期; t_{ON} 为一周期内的导通时间。

对式(4)进行整理可得传感电压,即在最小输入电压条件下,通过电流检测电阻设置软电流限制所需电压值:

$$U_{SNS,\max} = U_{m,\text{sat}}(1-D)/G_{DC} \quad (5)$$

式中 $U_{m,\text{sat}}$ 为调制电压 U_m 的饱和电压值。

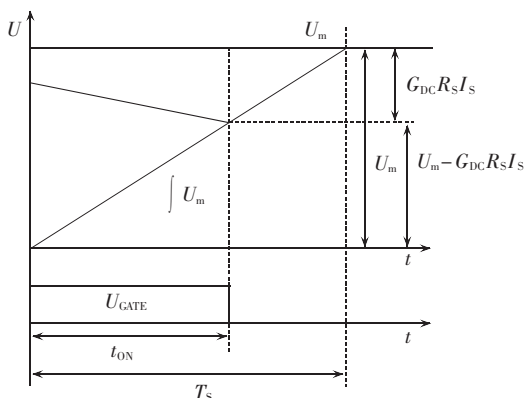


图 3 占空比与斜坡关系

Fig.3 Relationship between ramp and duty cycle

如果取过载因数 $K_{OVL} = 5\%$,则按电感器中的最大峰值电流,就可以计算电流检测电阻器的数值,从而有:

$$I_{IN,P,K,OVL} = (I_{IN,P,K,\max} + \Delta I_L/2)K_{OVL} \quad (6)$$

$$R_s = U_{SNS,\max}/I_{IN,P,K,OVL}, P_{RS} = I_{IN,RMS,\max}^2 R_s$$

式中 $I_{IN,PK,OVL}$ 为过载条件下的最大峰值电流值;
 $I_{IN,PK,max}$ 为电感器中的最大峰值电流; $I_{IN,RMS,max}$ 为电感器中的最大均方根值电流; P_{RS} 为电流检测电阻功率; ΔI_L 为纹波电流值, $\Delta I_L=0.3 \times I_{IN,PK,max}$ 。

按照以上公式可以计算出 $R_S=0.1 \Omega$, $P_{RS}=2.85 \text{ W}$, 选取电阻值为 $R_S=0.1 \Omega$ 、功率为 3 W 的无感精密电阻作为电流检测电阻。

2.4 电压环补偿与输出过电压保护

在典型的功率因数校正变换器中,需要把电压环路的频带宽度保持在低于电网频率的一半以下,以避免电网电流出现畸变——这是电压环路想把输出信号中 100 Hz 的脉动去掉而引起的。当然,在系统的瞬变响应与输入电流畸变之间还需要权衡得失加以折衷,这时,电压环路的稳定性通常是很容易做到的。电压环路补偿的目的——一是限制二次谐波脉动——它是从误差放大器进入集成电路的 COM 引脚的,二是把开环的增益带宽限制在低于交流电网电压频率的一半。

功率因数校正芯片 IR 1150 的引脚 5 (COMP) 经过外部阻、容电路接地,构成电压环路补偿器。该引脚为内部电压误差放大器的输出端,当发生故障时,该引脚将通过内部电阻放电。引脚 6 (VFB) 为输出电压反馈端,Boost 变换器的直流输出电压利用电阻分压器采样后,经该引脚输入到内部电压误差放大器的反相输入端,其中电压误差放大器为跨导放大器,具有高阻抗性质,从而增强了误差放大器输出信号的噪声免疫能力,同时也消除了信号间的相互干扰。

功率因数校正芯片 IR 1150 提供了过电压保护功能,其引脚 4 (OVP/EN) 为内部过电压保护 (OVP) 比较器输入端,该比较器的门限电平为 $105.5 \% U_{REF}$, 如图 4 所示,图中 U_{REF} 为 IR 1150 内部提供的基准参考电压,可在外部利用电阻分压器设定,当该引脚电压高于 $105.5 \% U_{REF}$ 时,GATE (引脚 8) 驱动输出将被强制关闭。该引脚又是 IR 1150 芯片“休眠”模式的使能端,只要将该引脚上的电压拉低到 0.62 V (典型值) 以下,芯片便进入电流消耗仅为 $200 \mu\text{A}$ 的“休眠模式”,符合待机功率小于 1 W 的“蓝色天使”和“能源之星”节能标准。

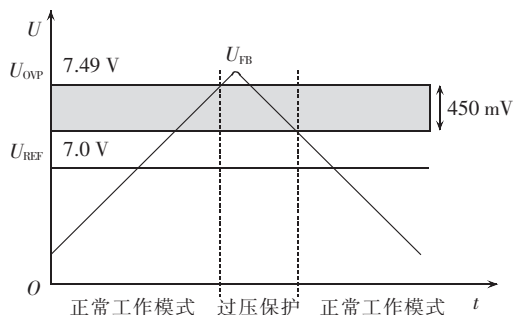


图4 过电压保护示意图

Fig.4 Over voltage protection

2.5 EMI 滤波器与噪声抑制

高频开关电源产生的电磁干扰 (EMI) 主要以传导干扰和近场干扰为主,电磁干扰有共模干扰和差模

干扰 2 种状态。EMI 滤波器是目前使用最广泛、也是最有效的开关电源传导干扰抑制方法之一,EMI 滤波器不但要抑制共模干扰,还必须抑制差模干扰。在图 1 中给出了所设计的 EMI 滤波器,它接于电源输入端与整流器之间,内含共模扼流圈 L_2 和滤波电容 $C_1 \sim C_4$,共模扼流圈也称共模电感,主要用来滤除共模干扰。它由绕在同一高磁导率上的 2 个同向线圈组成,可抵消差分电流。其特点是对电网侧的工频电流呈现较低阻抗,但对高频共模干扰等效阻抗却很高。 C_2 和 C_3 为 Y 电容,跨接在输入端,并将电容器的中点接地,能有效地抑制共模干扰,其容量约为 $2.2 \text{ nF} \sim 0.1 \mu\text{F}$; C_1 和 C_4 为 X 电容,用于滤除差模干扰,其典型值在 $0.01 \sim 0.47 \mu\text{F}$ 之间^[15]。

IR 1150 的驱动能力很强,可以提供最大 1.5 A 的门极快速驱动。但是,高速驱动脉冲也带来了比较大的 EMI 问题,适当地在门极添加驱动电阻减缓驱动脉冲的 di/dt ,可以降低变换器产生的开关噪声,从而对前级的 EMI 滤波器的要求也相应降低。

PFC 升压二极管的反向恢复特性是导致系统传导和辐射干扰的主要因素,这在一定程度上加剧了系统 EMI 滤波器的负担,不仅如此,功率开关管在其导通期间必须吸收所有的反向恢复电流,也必须将由此导致的额外功率消耗掉,这不仅提升了噪声干扰,而且也会影响系统的效率。传统型单相 PFC 主电路中的二极管是快恢复硅二极管,其材料是硅,硅的反向耐压能力低。与硅材料相比,碳化硅 (SiC) 材料在性能上更适合制造电力电子器件,因为它具有反向耐压高、导通电阻小、导热性好以及承受反向高压时泄漏电流小等优点,目前以碳化硅为材料的碳化硅肖特基二极管在电压容量上已经取得突破,电压容量已经做到 600 V ,满足单相功率因数校正的主电路对二极管 400 V 的耐压要求。而且碳化硅肖特基二极管的反向恢复特性与快恢复二极管相比更快更软。所以,选择 SiC 肖特基二极管作为该系统的升压二极管,以减小二极管反向恢复所引起的传导和辐射干扰,同时在升压二极管上并联 RC 网络也能取得较好效果。

3 实验研究

根据前述理论,设计了一台 500 W 的单相高功率因数整流器,该高功率因数整流器的各项保护措施如输出过压、欠压、空载保护、软启动、开环保护、VCC 欠压锁定、锁存抗扰及静电放电 (ESD) 保护等都非常齐全,主要实验参数:输入电压为 AC $220 \text{ V} / 50 \text{ Hz}$ 的工频电源,输出电压为 400 V ,开关频率为 50 kHz ,高频输入滤波电容 $C_{in}=1 \mu\text{F}$,Boost 升压电感值 $L_3=1 \text{ mH}$,输出滤波电容 $C_0=470 \mu\text{F}$,电流检测电阻 R_S 选取阻值为 0.1Ω 、功率为 3 W 的无感精密电阻,电流检测信号滤波电容 $C_5=4.7 \text{ nF}$,滤波电阻 $R_{11}=100 \Omega$ 。

高功率因数整流器的栅极驱动 u_g 的实验波形如图 5 所示,输入电压 u_{in} 和输入电流 i_{in} 的实验波形如图 6 所示,从图中可以看出输入电流能很好地跟踪输入电压。对输入电压和输入电流的前 50 次谐波进行分析可得,在输入电压的总谐波畸变率(THD)为 4.621% 时,输入电流总谐波畸变率仅为 4.541%,功率因数可以达到 0.994,因此可以认为该高功率因数整流器实现了单位 PFC 和低电流畸变。而且和传统 PFC 电路(UC 3854 控制的 PFC 电路)相比,该高功率因数整流器的设计步骤简化了很多,减少了组件的数量,缩小印刷电路的尺寸。

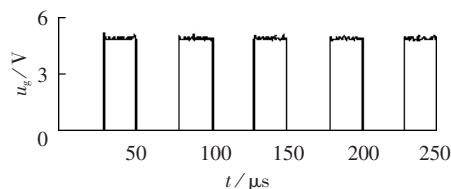


图 5 栅极驱动 u_g 的实验波形

Fig.5 Experimental waveform of drive pulse u_g

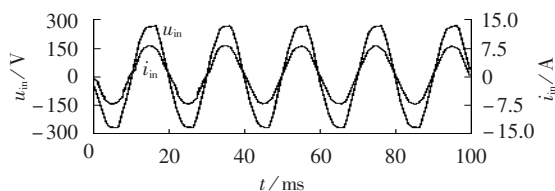


图 6 输入电压 u_{in} 与输入电流 i_{in} 的实验波形图

Fig.6 Experimental waveforms of input voltage u_{in} and input current i_{in}

4 结论

基于单周期控制的 CCM PFC 芯片 IR 1150 设计了一种新型高功率因数整流器。IR 1150 芯片不再需要输入电压采样以及复杂的模拟乘法器电路,同时由于采样紧凑的 SO-8 封装,而且所需的外围元器件少,几乎将 PFC 控制板的面积减少一半。对高功率因数整流器的主要模块进行了详细分析与设计,并采用了一种新型薄铜带工艺绕制的 Boost 储能电感,它可以有效地减小高频集肤效应,改善 Boost 变换器的开关调制波形,降低磁件温升等。通过理论分析与实验验证,该功率因数整流器拓扑结构简单、实用而且性能可靠,实现了单位 PFC 和低电流畸变,具有较高的应用价值。

参考文献:

- [1] 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,1998.
- [2] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M]. 北京:电子工业出版社,2001.
- [3] 张厚升. 基于单周期控制的高功率因数整流器的研究[D]. 西安:西北工业大学,2005.

ZHANG Hou-sheng. Research on high power factor rectifiers based on one cycle control[D]. Xi'an:Northwestern Polytechnical University,2005.

- [4] 张厚升,张晓斌,吴小华. 单相 Boost 功率因数校正器的优化设计

[J]. 电力电子技术,2005,39(3):36-37,51.

- ZHANG Hou-sheng,ZHANG Xiao-bin,WU Xiao-hua. Optimizing design on single-phase boost rectifier with power factor correction [J]. Power Electronics,2005,39(3):36-37,51.
- [5] 张万峰,阮立飞,叶其生. 基于 Boost 电路功率因数预调节器的设计[J]. 上海交通大学学报:自然科学版,2001,35(8):1238-1241.
 - ZHANG Wan-feng,RUAN Li-fei,YE Peng-sheng. Design of power factor pre-regulator based on Boost circuit[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University: Natural Science,2001,35(8):1238-1241.
 - [6] MAO H,LEE F C. Review of power factor correction technique [C]//IPEMC'97. Hangzhou:[s.n.],1997:9-20.
 - [7] SMEDLEY K M,CUK S. One-cycle control of switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,1995,10(6):625-633.
 - [8] 邹荣盛,刘会金,陈允平,等. 一种新型有源滤波器控制方法——单周控制[J]. 电力自动化设备,2004,24(7):75-77,88.
 - ZOU Rong-sheng,LIU Hui-jin,CHEN Yun-ping,et al. One cycle control — a new control method of APF [J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(7):75-77,88.
 - [9] LAI Z,SMEDLEY K. A family of power factor correction controllers based on the general PWM modulation[J]. IEEE Trans on Power Electronics,1998,13(3):501-510.
 - [10] 胡宗波,张波,胡少甫,等. Boost 功率因数校正变换器单周期控制适用性的理论分析和实验验证[J]. 中国电机工程学报,2005,25(21):19-23.
 - HU Zong-bo,ZHANG Bo,HU Shao-fu,et al. Theoretical analysis and experimental verification of one cycle control feasibility for Boost PFC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(21):19-23.
 - [11] 张纯江,张秀红,赵清林,等. 单周期控制单相功率因数校正器的分析与设计[J]. 电力电子技术,2002,36(5):35-37.
 - ZHANG Chun-jiang,ZHANG Xiu-hong,ZHAO Qing-lin,et al. Analysis and design of a single phase PFC with one-cycle control[J]. Power Electronics,2002,36(5):35-37.
 - [12] 王占庆. 基于单周期控制专利技术的 IR 1150 型功率因数校正控制电路及其应用[J]. 国外电子元器件,2006(5):39-42.
 - WANG Zhan-qing. PFC control circuit IR 1150 based on one cycle control proprietary technique and its application[J]. International Electronic Elements,2006(5):39-42.
 - [13] 陈延明,杨兴龙,万忠东,等. 基于单周控制的有源功率因数校正电路设计[J]. 电力电子技术,2006,40(4):89-90,119.
 - CHEN Yan-ming,YANG Xing-long,WAN Zhong-dong,et al. Active power factor correction circuit design with one cycle control[J]. Power Electronics,2006,40(4):89-90,119.
 - [14] 胡兵,陶生桂,璩克旺. 开关电源 EMC 设计中磁性元件的选用[J]. 通信电源技术,2004,21(3):17-21.
 - HU Bing,TAO Sheng-gui,QU Ke-wang. Choice of magnetic element in EMC design for switching mode power supply[J]. Telecom Power Technologies,2004,21(3):17-21.
 - [15] 屈莉莉,陈文彬,杨兆华,等. 基于 NCP 1653 的 300 W 功率因数校正器研制[J]. 电力电子技术,2005,39(6):55-57.
 - QU Li-li,CHEN Wen-bin,YANG Zhao-hua,et al. Development of 300 W power factor corrector based on NCP 1653[J]. Power Electronics,2005,39(6):55-57.

(责任编辑:柏英武)

作者简介:

张厚升(1976-),男,山东沂南人,讲师,硕士,研究方向为电气自动化、电力电子与电力传动(E-mail:zhaseda@163.com)。

Design and implementation of single-phase high power factor rectifier controlled by IR1150

ZHANG Hou-sheng

(Shandong University of Technology, Zibo 255049, China)

Abstract: A boost high power factor rectifier is proposed, which takes IR1150 as its master control IC based on one cycle control in CCM (Continuous Current Mode). It does not need multiplier, AC input voltage sampler and fixed ramp oscillator, which simplifies the design of PFC (Power Factor Correction) circuit and reduces its size. The fundamental principle of the proposed rectifier is introduced. Functions of its components are analyzed in detail, such as boost inductor, output voltage capacitor, current loop and over-current protection, voltage loop and over-voltage protection, EMI filter and noise suppression. The boost inductor winding adopts thin copper tape, which effectively reduces the skin effect, improves the on-off modulating wave of the boost converter and suppresses the temperature rising of magnetic element. Experiment results of a 500 W prototype prove that the designed rectifier is rational and reliable with power factor up to 0.994.

Key words: high power factor rectifier; power factor correction; one cycle control; IR1150