

基于 IR1150S 芯片的 Boost PFC 变换器分析与设计

Analysis and Design of Boost PFC Converters based on IC IR1150S

王明霞, 都洪基
南京理工大学(南京, 210094)
Wang Mingxia, Du Hongji
Nanjing University of Science and Technology (Nanjing, 210094)

摘要: 传统的功率因数校正 (PFC) 控制方法需要检测输入电流、输入电压、输出电流, 且电路中需使用乘法器, 控制系统复杂。本文基于单周期控制芯片 IR1150S 引入一种单周期闭环控制方法, 无需检测输入电压, 无需使用乘法器, 从而简化了系统, 降低了成本。文章论述了该方法的工作原理, 参数设计, 并实验证明了该控制方法的正确性和可行性。

关键词: 功率因数校正 单周期控制 IR1150S

Abstract: The conventional PFC control method is necessary to detect the input current, the input voltage and the output current. In the circuit a multiplier is also needed, and the control system is complex. A one-cycle loop control method is introduced on the basis of one-cycle control(OCC) IC IR1150S, without detecting the input voltage and using the multiplier. This method simplified the system and reduced the cost. This paper discussed the working principle of this method, and designed the parameters, finally, an experimental study is used to prove the correctness and feasibility of this control method.

Key words: PFC, One-cycle control, IR1150s

[中图分类号] TN86 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2014) 11-0021-04

1 引言

随着工业的快速发展, 电力电子变换装置的应用日益广泛。一般的变换器系统中, 通常需要交流对直流 (AC/DC) 的变换过程, 而 AC/DC 电能变换器都直接联接二极管桥式整流器。其输入电流具有相当高的谐波失真, 导致功率因数偏低。随着此类负载容量的增加, 如此畸变的电流波形将会导致整个电力系统不稳定, 严重时甚至会导致电力系统崩溃。因此, 功率因数校正 (PFC) 技术, 已成为当今国际电力电子界的研究热点^[1]。

单周期控制技术是一种新型的电力电子非线性控制方法, 最初应用于 DC/DC 变换器的控制, 而后, 逐步用于开关功率放大器、功率因数校正器等领域。单周期控制技术是一种不需要乘法器的新颖控制方法, 同时具有调制和控制的双重性,

不管是在稳态还是在暂态, 都能保持受控的平均值恰好等于或正比于控制参考信号。该控制方案具有动态响应快、开关频率稳定、鲁棒性强和易于实现等优点^[2]。

本文以单周期控制 Boost PFC 电路为研究对象, 对其工作原理、参数选择、仿真实验等方面进行了分析和验证, 证明了其在功率因数校正中的可行性和正确性。

2 单周期控制 PFC 变换器工作原理

图 1 所示为 Boost 变换器电路拓扑, 为了简化分析, 假设输出滤波电容 C 足够大, 输出电压在一个开关周期内为常数, S 为主功率开关 (实际应用时可用功率 MOSFET 代替), 开关频率 f_s 远大于输入电压源频率和非线性负载电流频率, 同时在推导过程中忽略开关器件的导通压降和开关损耗, 忽略

分布参数的影响,且不考虑能量损耗。

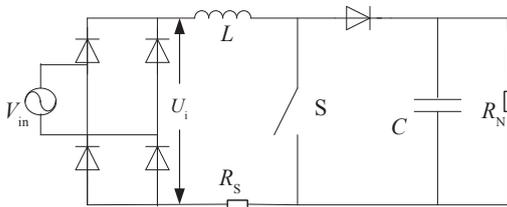


图1 Boost变换器模型

单周期控制PFC变换器的工作原理图,如图2所示。

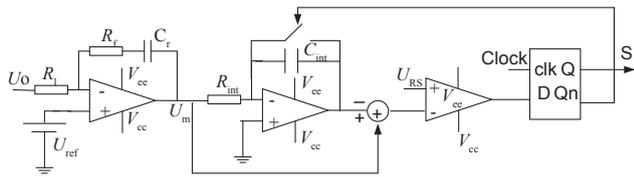


图2 单周期控制PFC原理图

图中主要包括两个控制环:电压控制环和电流控制环^[3]。在每个开关周期开始时,输出采样电压 U_o 经过误差放大器输出误差信号 U_m ,并将其送入积分器进行积分,加法器输出下降,当低于电流采样信号时,比较器翻转,D触发器工作,主功率开关S关断,同时复位积分器。比较器翻转时刻两输入端信号的关系为:

$$U_m - \int_0^{t_m} U_m dt = U_m - \frac{U_m t_{on}}{R_{int} C_{int}} = U_m - \frac{U_m dT_s}{R_{int} C_{int}} = R_s i_L \quad (1)$$

式中: R_s 为电流检测电阻; U_m 为电压环误差放大器的输出值。

当 $R_{int} C_{int} = T_s$ 时,有:

$$U_m(1-d) = R_s i_L \quad (2)$$

CCM模式Boost电路中 U_o 与 U_i 的关系为:

$$U_i = U_o(1-d)$$

$$\text{则 } U_m \frac{U_i}{U_o} = R_s i_L$$

$$i_L = \frac{U_m}{U_o R_s} U_i$$

在一个电网周期内, U_m 可以看作一个恒定值,那么系数 $U_m/U_o R_s$ 为一常数。 U_i 波形为半正弦波时,输入电流 i_L 也应为半正弦波,PFC即可得以实现^[4-5]。

3 实验参数设计

经过上述的分析后,对单周期控制PFC原理进行验证。

拟定实验条件如下:

$$V_{in} = 90 \sim 220V$$

$$P_o = 300W, f_s = 50kHz$$

(1) 输出电容选择

选择输出电容要考虑开关纹波电流、谐波纹波电流、输出直流电压、输出纹波电压和保持时间等因素,其中保持时间 Δt 一般取为(15-20)ms。

用保持时间表达的输出电容值为:

$$C = \frac{2p_o \Delta t}{V_o^2 - V_o^2(\min)} = 485(\mu F)$$

(2) 升压电感选择

根据前面对原理的分析,可以知道,实现PFC的关键方程式为 $U_m(1-d) = R_s i_L$,

其示意图如图3所示。

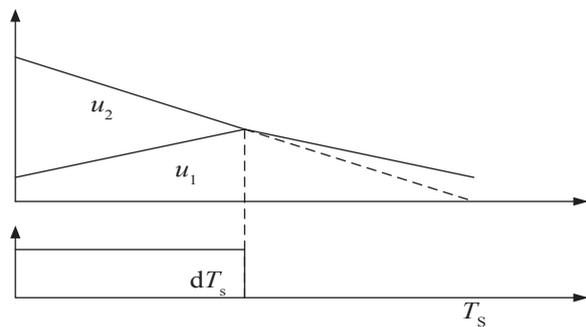


图3 控制模块波形

图中 $u_2 = U_m(1-d)$, $u_1 = R_s i_L$ 。因此,可以得出检测电流信号在一个开关周期内上升斜率 $m_1 = R_s \frac{v_s}{L}$,检测电流在一个开关周期内下降斜率 $m_2 = R_s \frac{U_o - v_s}{L}$,载波信号 $U_m - U_m \frac{t}{T_s}$ 的等效斜率为 $m_c = \frac{U_m}{T_s}$ 。

则可得到

$$U_m \geq \frac{R_s T_s}{2L} (U_o - 2V_{in} |\sin \omega t|) \quad (3)$$

表明稳定条件与输入电压角频率 ω 和 U_m 有关, U_m 是误差放大器输出,稳定条件对应于整个区间 $0^\circ \sim 360^\circ$ 均能成立,

因此, $U_m \geq \frac{R_s T_s}{2L} U_o$ 。

$$\text{因为 } U_m = \frac{U_o R_s P_o}{hV_{in}^2}, \text{ 则可以得出 } L^3 \frac{1}{2} h T_s \frac{V_{in}^2}{P_o} = 2.42(\text{mH}),$$

可取为2.5mH。

(3) 取样电阻选择

电流取样电阻 R_s 上的电压典型值为1V。

$$I_{PK(\max)} = I_{PK} + \Delta I/2 = 8.84 + 0.9 = 9.74(A)$$

