

基于 L6562A 的 APFC 设计

APFC Design with L6562A

张锦吉 戴荣东 毛行奎 陈为 福州大学电气工程与自动化学院 (福建 福州 350108)

Zhang Jinji, Dai Rongdong, Mao Xingui, Chen Wei, College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University (Fujian Fuzhou 350108)

摘要: 本文介绍了一款新的临界电流控制模式的 APFC 控制芯片 L6562A, 并设计了一台采用该芯片的输出功率为 75W 的 APFC 原理样机, 给出关键电路参数设计。实验表明设计的 L6562A 芯片控制的 APFC 电路具有高的 PF、低的 THD。

关键词: 临界电流模式 有源功率因数校正 L6562A

Abstract: A new APFC controller L6562A for critical current mode was introduced, then a 75W output power APFC converter based on the controller was designed. The experiments verified the design and showed that the converter had high PF and low THD.

Keywords: Critical current mode, APFC, L6562A

[中图分类号] TP714.1

[文献标识码] A

文章编号: 1561-0349(2010)02-0041-04

1 引言

传统 AC/DC 采用桥式整流器和大容量滤波电容器组成的电容输入型电路, 其 PF 值较低, 一般为 0.55~0.65。为了提高功率因数, 减小电网谐波污染, 提高电网输送功率能力, 一般需采用功率因数校正电路。对于强非线性工作的开关电路, 电路的功率因数定义较电工学定义的 $\cos\phi$ 要复杂, 还需包含表征电流畸变的分量。在假定电网电压不畸变条件下, 定义为:

$$PF = \frac{\text{有功功率}}{\text{无功功率}} = \frac{UI_1 \cos\phi}{UI} = \frac{I_1 \cos\phi}{I}$$

式中: $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2 + \dots}$, 其中 I_1 、 I_2 、 \dots 、 I_n 、 \dots 分别为电流基波分量, 以及各次谐波电流的有效值; I_1/I 为基波电流相对值, 称为基波或畸变因数, $\cos\phi$ 称为基波功率因数。同时, 将各次谐波电流分量的总有效值与基波有效值的比称为总谐波畸变量 (THD):

$$THD = \frac{I_h}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2 + \dots}}{I_1}$$

PF 与 THD 的关系为:

$$PF = \cos\phi(1/\sqrt{1+THD^2})$$

2 临界电流模式的 APFC 原理

2.1 有源功率因数校正技术 APFC

相较于采用体积庞大的电感、电容滤波器构成的无源功率因数校正电路, 有源功率因数校正电路具有更好的功率因数校正性能, 以及更高的功率密度, 获得广泛应用。有源功率因数校正电路是在整流器和负载之间接入一个 DC-DC 开关变换器, 通过控制技术使输入电流波形自动跟踪交流输入正弦电压波形, 从而减小 THD, 提高功率因数。在该技术中, 由于采用了有源器件, 故称为有源功率因数校正。

对于单相有源功率因数校正电路, 根据电感电流是否连续, APFC 电路分为连续导通模式 (CCM) 和临界或过渡导通模式 (TCM) 两种, 其中 CCM 模式由于电感电流连续、纹波小、电磁干扰小, 和开关管电流应力小等特点, 适用于功率较大的应用场合, 但其需要比较大的 PFC 电感。而 TCM 模式则相反, 且可以实现续流二极管的零电流关断, 以及功率场

效应管的零电流开通, 因此在小功率场合应用广泛。本文讨论变频控制方式下电感电流工作于TCM的APFC技术及基于一款新的L6562A控制器的APFC的设计。

2.2 临界电流模式的 APFC 原理

L6562A是ST公司PFC产品系列的最新器件, 它是在L6561和L6562基础上进一步改善开发的, 主要是应用于TCM的功率因数校正电路。其主要由内部电源、零电流与过电流比较器、误差放大器、PWM比较器、逻辑电路及驱动输出级等单元组成。具体内部结构框图见图1。

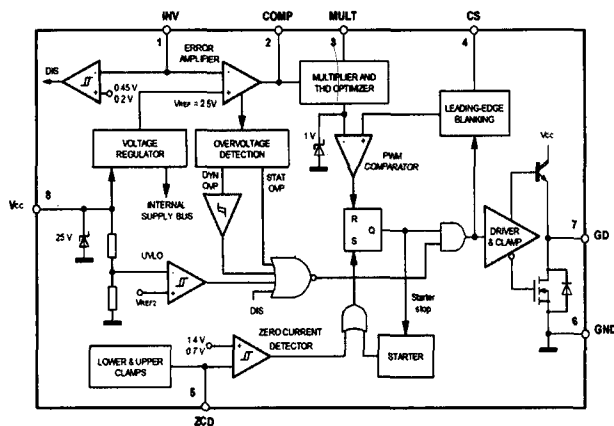


图1 L6562A 芯片内部结构框图

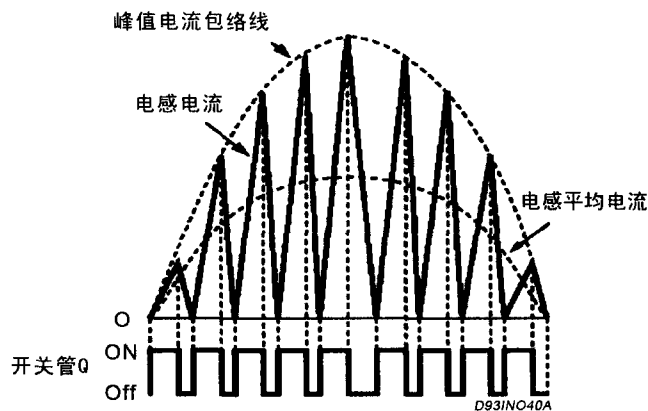


图2 TCM时APFC电感电流波形

L6562A的主要特点: 乘法器内置THD优化电路, 以减小过零点失真, 降低THD值(这是L6561所不具备的); 极低启动电流(典型值30 μA, 保证60 μA以下), 可降低芯片功耗; 内部参考电压于25℃时误差率在1%以内; 使能(Disable)功能, 可将系统关闭, 降低损耗; 两级的过电压保护; 内部启动及零电流侦测功能; 在电流侦测输入端内置数字RC滤波器, 简化外围电路; 800mA的图腾级输出, 可用于直接驱动Power MOSFET。这些特点比L6561和L6562都有较好的改善。

L6562A是采用变频的PFC控制芯片, 使Boost电路升压

电感工作在临界电流模式。下面推导其功率因数校正的原理。

导通时, 电感L的电压等于输入电压 V_i :

$$V_i = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta i}{T_{on}} \quad (1)$$

开关管的导通时间 T_{on} 是由芯片内部电压误差放大器的输出信号再经过乘法器与电流检测相比较产生的, 由于误差放大器的频带宽度取得比较低, 所以稳态时导通时间 T_{on} 保持恒定。

由于采用零电流检测技术, 当PFC电感中的电流为零时, MOSFET才导通, 所以在每个开关周期内电感电流从零开始线性增大, 在导通固定 T_{on} 之后, 由于MOSFET关断, 又线性减小至零。因此, 电感电流的变化值 Δi 总是等于其峰值大小 $i_{pk}(t)$, 如图2所示。电感电流瞬时平均值 $i_{av}(t)$ 为 $i_{pk}(t)$ 的一半, 由于输入电流等于电感电流, 所以

$$i_{in}(t) = i_{av}(t) = \frac{1}{2} i_{pk}(t) = \frac{V_i(t) \times T_{on}}{2L} \quad (2)$$

由上式可知瞬态输入电流与瞬态输入电压成正比, 使得输入电流波形能自动跟踪输入电压正弦波波形, 达到功率因数校正目的, 理论上功率因数可以达到1。

3 基于L6562A的APFC设计

3.1 电路原理图

图3为基于L6562A的APFC原理图。接通电源时, 电网交流电压经整流桥整流输出正弦半波直流脉动电压, 通过 R_1 给芯片一个启动电流, 芯片开始工作。正常工作时芯片由与升压电感耦合线圈供电。IC脚7输出PWM脉冲驱动 Q_1 , 控制 Q_1 的通断。直流输出电压经电阻分压器采样输入到IC误差放大器的反相端脚1, 与2.5V的基准电压比较放大, 作为乘法器的输入。同时电源电压经 R_6 、 R_9 分压, 于脚3得到一正弦半波电压, 为乘法器的另一输入源, 这两个电压经乘法器乘积后, 可得一正弦半波参考电压。当 Q_1 导通时, PFC电感电流依 di/dt 斜率上升, 流经 R_{10} , 经脚4与正弦参考电压做比较, 当脚4电压达到正弦幅值, Q_1 截止。PFC电感耦合线圈除了提供L6562A工作电源外, 另提供开关管导通所需要的零电流ZCD检测信号。当 Q_1 截止时, PFC电感极性反转, 耦合线圈为正电位, 提供芯片工作电源与脚5(ZCD)的参考电位。当PFC电感能量释放完毕时, 耦合线圈的电压也减小, 所以脚5的电压随之下降。由于ZCD内部电路为负边沿触发, 在下降至0.7V以下时, 芯片输出高电平, 使 Q_1 导通。因此, 经校正输入平均电流波形为一完整的正弦波, 且其相位与交流输入电源同相。

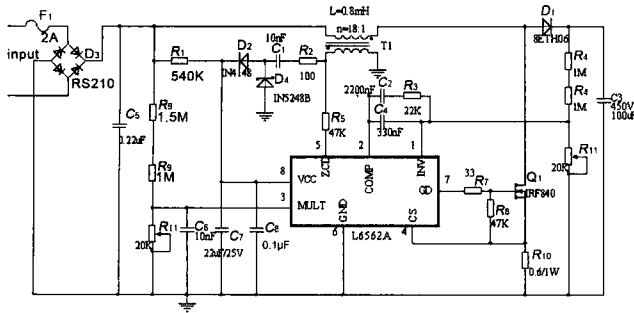


图3 基于L6562A的APFC电路原理图

3.2 主要参数设计

设计的PFC样机输入电压 $176V_{AC}$ - $265V_{AC}$ ，输出电压 $400V_{DC}$ ，输出功率 $75W$ ，采用基于L6562A的Boost APFC电路。在Boost功率因数校正电路中，升压电感的设计至关重要，设计不当会使功率因数降低或体积变大。因此，本文重点分析升压电感的设计，控制电路外围器件的设计则可参考L6562A的数据手册。

由于本电路工作于变频控制方式，频率变化范围大，为避免电感饱和，所以设计升压电感时要按最低开关频率考虑。在电感电流中，开关频率最小值发生在输入电压幅值时($\theta=90^\circ$)，最大值发生在输入线电压过零时($\theta=0^\circ$)。

设升压电感器的电感量为 L ，则开关管的导通时间 T_{on} 和最长截止时间 T_{off_max} 为：

$$T_{on} = \frac{L \times i_{Lpk} \times \sin(\theta)}{\sqrt{2} \times V_{irms} \times \sin(\theta)} = \frac{L \times i_{Lpk}}{\sqrt{2} \times V_{irms}} \quad (3)$$

$$T_{off_max} = \frac{L \times i_{Lpk} \times \sin(\theta)}{V_o - \sqrt{2} \times V_{irms} \times \sin(\theta)} = \frac{L \times i_{Lpk}}{V_o - \sqrt{2} \times V_{irms}} \quad (4)$$

其中 V_{irms} 为输入电压有效值， i_{Lpk} 为电感电流的最大值：

$$i_{Lpk} = 2\sqrt{2}P_i / V_{irms}$$

整理得：

$$f_{min} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} = \frac{1}{2 \times L \times P_i} \times \frac{V_{irms}^2 \times (V_o - \sqrt{2} \times V_{irms})}{V_o} \quad (5)$$

则

$$L = \frac{V_{irms}^2 \times (V_o - \sqrt{2} \times V_{irms})}{2f_{min} \times P_i \times V_o} \quad (6)$$

由于输入交流电压为一变化范围值，当输入电压变化时，开关的最小频率也在变化。根据式(5)可作出不同输入电压 V_{irms} 和不同输出电压 V_o 时，最小频率 f_{min} 变化情况，如图4(图中纵轴为标么化的频率，以 $V_{irms}=85V_{AC}$ ，输

出 $V_o=400V_{DC}$ 时为1)，可见 f_{min} 可能出现在最小或者最大 V_{irms} 下。L6562A芯片的最小工作频率建议为 $14kHz$ ，以不干扰内部启动器(内部最小重启时间为 $75\mu s$)，确保芯片在临界电流模式工作，本设计最小开关频率选为 $25kHz$ ，则电感值 $L=0.8mH$ 。电感值 L 确定后，依据式(7)的 AP 值即可设计电感器。设计的电感器为：磁心EI28，线圈72匝，线径 $0.35mm$ ，气隙 $0.7mm$ 。

$$AP = \frac{8LI_{irms}^2}{JB_m K_u} \quad (7)$$

其中 $I_{irms}=P_i/V_{irms}$ ， J 为线圈电流密度， B_m 为磁心最大工作磁密， K_u 为线圈窗口填充系数。

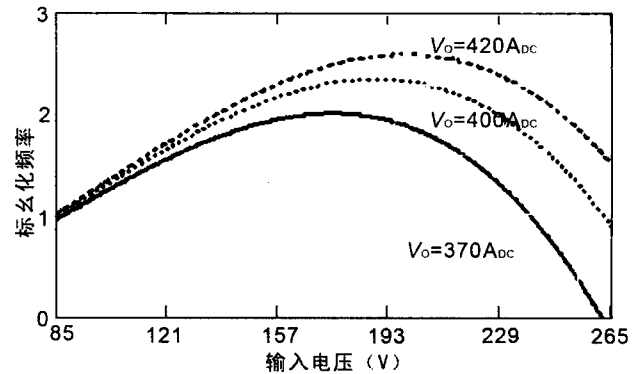


图4 TCM Boost APFC最小开关频率与输入、输出电压关系

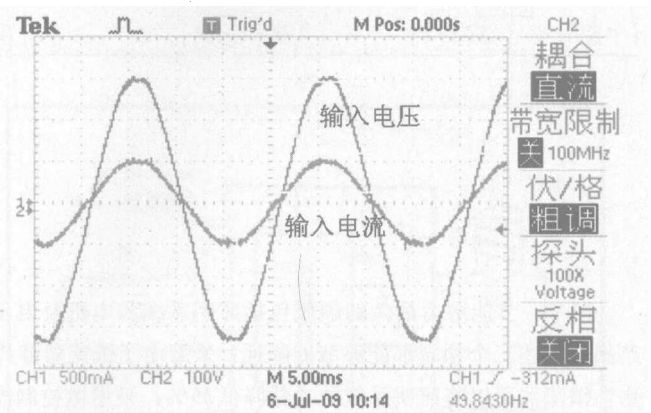


图5 $V_{irms}=220V_{AC}$ 、 $P_o=75W$ 时样机输入电压电流波形

表1 75W APFC 样机实验数据

输入电压 (V)	输入功率 (W)	输出电压 (V)	输出功率 (W)	效率	PF	THD (%)	输出电压纹波(V)
176	77.2	399.4	75	0.972	0.999	3.6	8
220	77.0	400.0	75	0.974	0.999	4.5	8
250	76.7	399.7	75	0.978	0.998	5.4	8

(下转第51页)

LED通道均含有专用驱动器IC、电感型DC-DC升压转换器及开关。而安森美半导体应用于大尺寸侧光式LED背光液晶电视的多通道线性LED驱动器CAT4026是一种高性价比方案,支持高数量的通道,能以单颗IC控制6个LED通道,能效目标范围高于90%,能效典型值多达94%,且针对LED开路和过多LED短路等故障条件提供保护。CAT4026的简略应用示意图参见图2。

的NCL30000带功率因数校正的离线式LED驱动器,兼容TRIAC调光。这种驱动器直接驱动LED,并带紧密的恒流输出稳流;功率因数高于0.9,符合IEC C类谐波含量标准,超出“能源之星”的规范;处于5W至15W的低输出功率电平时,能效高于80%,典型能效高于83%,非常适合这类通用照明应用。而在大功率的街道照明应用中,可以采用安森美半导体的NCP1607 PFC控制器加NCP1397谐振半桥控制器这样的整体式方案,能效达92%-93%,并降低电磁干扰。

4 总结

随着LED在光亮度、能效及成本方面的全面改善,LED照明正从小尺寸移动设备背光、相机闪光、大型显示屏等专业细分应用进一步扩展开来,迈进汽车照明、较大LCD背光甚至通用照明市场,前景备受看好。瞄准这些应用的设计人员需要选择高性能、高效率的LED照明驱动方案。安森美半导体身为全球领先的高性能、高效率硅方案供应商,提供丰富的高能效LED驱动器/稳压器选择,满足不同细分应用、电流要求及功率等级的需求,并提供经过测试的高能效GreenPoint®参考设计,帮助设计人员缩短设计周期,加快产品上市进程。

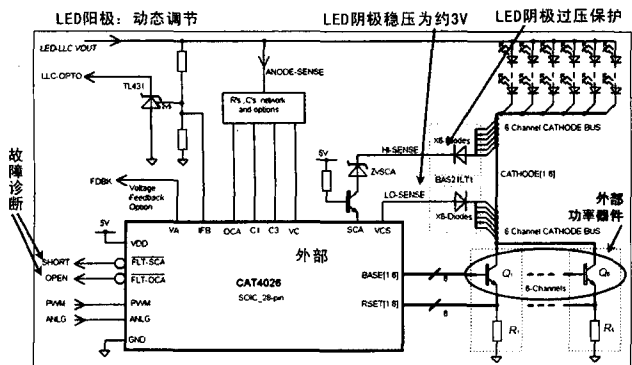


图2 基于安森美半导体CAT4026的大尺寸LED背光液晶电视多通道线性侧光方案

在通用照明应用方面,不同功率应用同样需要不同的LED驱动方案。如在低功率应用中,可以采用安森美半导体

(上接第43页)

3.3 样机实验

设计制作的原理样机性能指标测试如表1。额定输入电压和额定输出功率时,输入电压电流波形如图5所示。可见,设计的样机具有高的功率因数,低的THD,和良好综合性能。

4 结论

本文采用L6562A作为核心器件,设计了一个临界连续模式的有源功率因数校正电路,文中给出了外围电路,并进行了元器件参数计算与选择,通过实验结果分析表明,基于L6562A的电路结构简单,体积小,工作稳定可靠,PF值高,THD值低,适用于小功率APFC电路应用。

参考文献

- [1] ST. L6562A Transition-mode PFC controller. Mar. 2009.Data sheet [Z].
- [2] 周志敏,周纪海,纪爱华.开关电源功率因数校正电路设计与应用[M].北京:人民邮电出版社,2004.
- [3] 赵修科.实用电源技术手册-磁性元器件分册[M].沈阳:辽宁科学技术出版社,2002.
- [4] 王兆安,黄俊等.电力电子技术[M].北京:机械工业出版社,2005.

社,2005.

- [5] 毛兴武,王守志.功率因数校正(PFC)电路工作原理及应用[J].无线电,2004(6):54-56.
- [6] 邢岩,蔡宣三编.高功率开关变换技术[M].北京:机械工业出版社,2005年.

附注

基金项目:福州大学本科生科研训练计划项目SRTP(08013)。

作者简介

张锦吉(1988-),福州大学电气工程与自动化学院2006级本科生,电机与电器专业。

戴荣东(1988-),福州大学电气工程与自动化学院2006级本科生,电机与电器专业。

毛行奎(1978-),福州大学电气工程与自动化学院,博士,主要研究方向为电力电子高频磁技术、电力电子功率变换技术及电磁场数值计算。

陈为(1958-),福州大学电气工程与自动化学院,博士,教授,博士生导师。