UPS APFC数字控制系统工程设计与实现

陆学军[1]，陆云鹏[2]

（1.安徽博微智能电气有限公司，安徽 合肥 230088；2. 电子科技大学信息与通信工程学院，四川 成都 611731）

摘要：UPS APFC 数字控制系统直接影响输入功率因数和电流谐波。存在着电流超前于电网电压、数字控制系统延迟、过零电流畸变和母线电压环带宽低等工程设计难点问题。提出了基于二阶广义积分锁相、电网电压前馈、预测控制和电感直流偏置补偿的复合控制系统，为高性能 APFC 数字控制系统的设计提供了经实践证明的有效方案。

关键词：功率因数校正；数字信号处理器；广义二阶积分；预测控制；前馈；直流偏置

Engineering design and realization of modular UPS APFC digital control system

LU Xuejun, LU Yunpeng

(1. CETC Ecrieepower(Anhui) Co.,Ltd., Hefei 230088,China; 2. School of information and communication engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu 611731, China)

Abstract: The digital control system of UPS APFC has important impact for the power factor and total distortion of current. There are engineering problems such as current leading line voltage, digital control delay, distortion of zero crossing current, low bandwidth of BUS voltage control loop. This Article proposes an advanced performance compound control system, which is composed of PLL based on double second order global integration, line voltage feed forward, inductance current prediction control, inductance current DC bias compensation. The simulation and experiment results disclose that the control strategy can satisfy the designation requirement of high performance APFC.

Key words: power factor correction; digital signal processor; SOGI; predict control; feed forward; DC bias

0 引言

UPS系统功率因数校正广泛采用基于双Boost电路的高频方案。高频PFC具有功率因数高、电流谐波小、电感体积小和母线电压可调等显著优点[1]，并且可以实现UPS在电池模式和市电模式下共用升压电路的好处。同时，在工程上仍然存在着设计及实现上的难点，比如输入电流超前于电网电压、电感电流过零畸变、母线电压外环带宽低导致母线电压动态响应慢及电网适应性差问题。本文提出了基于数字信号处理器，电流给定计算采用双二阶广义积分法得到的电压幅值和相位、电感电流预算算法、电网电压前馈、电感直流偏置补偿的复合数字控制系统，给出控制算法的框架、参数、仿真及实验波形，根据该方法能够设计出高性能的APFC变换器。

1 UPS APFC主电路拓扑

不间断电源APFC电路如图1所示。输入是市电，由于主电感L_1的引入，利用其电感电流不可突变的性质，通过高频开关就可以实现输入电流波形的控制。晶闸管VT_1和VT_2用于对市电进行全波整流，稳态工作时晶闸管处于导通状态，工作于二极管模式。用晶闸管的主要意图是：在启动阶段，通过控制晶闸管的导通角，实现正负母线电压的软启动，解除冲击电流导致电路器件失效风险；另一方面在市电模式切换到电池模式

时，晶闸管处于断开状态。当市电电压处于正半周时，L_1、S_1、VD_1、C_1构成Boost升压电路；当市电电压处于负半周时，L_1、VT_2、S_2、VD_2、C_2构成另一个Boost升压电路。UPS中的APFC电路构成正负母线，中性点作为母线中点，可以实现逆变和市电共中线，进而实现0 ms逆变旁路不间断切换。

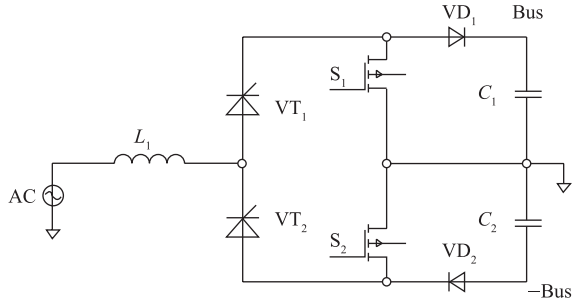

图 1　UPS APFC 主电路拓扑

Fig.1 UPS APFC main circuit topology

2　数学模型

由于功率管的开关频率远远高于市电频率，因此认为状态的转换是在瞬间完成的。于是可利用状态空间平均技术，在一个开关周期T_s内，对图1所示的PFC模型进行等效处理，即

$$\overline{X}(t)=\frac{1}{T}\int_{t-T}^{t}X(\tau)\mathrm{d}\tau \tag{1}$$

市电电压处于正半周时，图1所示的PFC电路开关周期等效电路如图2所示。

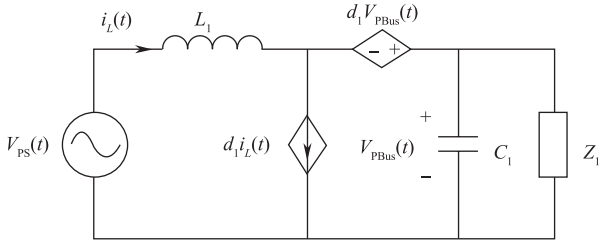

图 2　市电正半周开关周期等效电路

Fig.2 Line positive period switch period equivalent circuit

列写图2所示等效电路的KVL和KCL方程，可以得数学模型

$$\begin{cases} V_{\mathrm{PS}}(t)=L_1\dfrac{\mathrm{d}i_L(t)}{\mathrm{d}t}+(1-d_1)V_{\mathrm{PBus}}(t) \\ (1-d_1)i_L(t)=C_1\dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{PBus}}(t)}{\mathrm{d}t}+\dfrac{V_{\mathrm{PBus}}(t)}{Z_1} \end{cases} \tag{2}$$

以电感电流$i_L(t)$、Bus电压$V_{\mathrm{PBUS}}(t)$作为状态变量，其状态方程为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_L(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{-(1-d_1)}{L_1}V_{\mathrm{PBus}}(t)+\dfrac{V_{\mathrm{PS}}(t)}{L_1} \\ \dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{PBus}}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{(1-d_1)i_L(t)}{C_1}-\dfrac{V_{\mathrm{PBus}}(t)}{C_1Z_1} \end{cases} \tag{3}$$

要进行线性控制，就需要在电路的工作点附近对系统进行线性化处理，对应的物理意义就是对式（3）各分量施加扰动，并对扰动量进行控制。

$$\begin{cases} d_1=D_1+\hat{d}_1 \\ i_L(t)=i_L+\hat{i}_L \\ V_{\mathrm{PBus}}(t)=V_{\mathrm{PBus}}+\hat{V}_{\mathrm{PBus}} \\ V_{\mathrm{PS}}(t)=V_{\mathrm{PS}}+\hat{V}_{\mathrm{PS}} \end{cases} \tag{4}$$

式中，D_1、i_L、V_{PBus}为各信号量在一个周期内的平均V_{PS}为市电电压有效值；$\hat{V}_{\mathrm{PS}}$、$\hat{V}_{\mathrm{PBus}}$、$\hat{i}_L$、$\hat{d}_1$为各信号对应的扰动分量。

根据式（3）可将系统状态方程线性化为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\hat{i}_L}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{1-D_1}{L_1}\hat{V}_{\mathrm{PBus}}+\dfrac{\hat{d}_1}{L_1}V_{\mathrm{PBus}}+\dfrac{\hat{V}_{\mathrm{PS}}}{L_1} \\ \dfrac{\mathrm{d}\hat{V}_{\mathrm{PBus}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1-D_1}{C_1}\hat{i}_L-\dfrac{\hat{d}_1}{C_1}i_L-\dfrac{\hat{V}_{\mathrm{PBus}}}{C_1Z_1} \end{cases} \tag{5}$$

假设输入电压$\hat{V}_{\mathrm{PS}}=0$，得到传函为

$$\begin{cases} \dfrac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}_1(s)}=\dfrac{V_{\mathrm{PBus}}}{D_1'^2Z_1}\dfrac{C_1Z_1s+2}{\dfrac{L_1C_1}{D_1'^2}s^2+\dfrac{L_1}{D_1'^2Z_1}s+1} \\ \dfrac{\hat{V}_{\mathrm{PBus}}(s)}{\hat{i}_L(s)}=\dfrac{D_1'^2Z_1-sL_1}{D_1'(Z_1C_1S+2)} \end{cases} \tag{6}$$

式中，$D_1'=1-D_1$。

3　控制系统设计

3.1　数字控制架构

UPS APFC数字控制架构如图3所示。由升压电感电流内环、母线电压外环、电流给定计算和市电前馈等控制环路组成[2-3]。

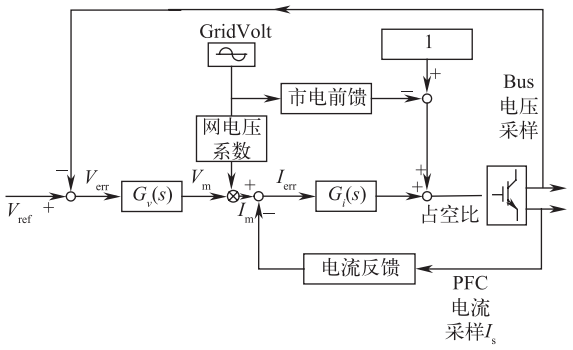

图 3　UPS APFC 控制架构

Fig.3 UPS APFC control topology

3.2　电流内环控制器设计

UPS APFC电流控制可以实现输入电流波形跟踪市电电压波形，开关周期级的电流采样可以实现快速过电流保护，此外，与单电压环的Boost电路输出电压控制环路相比，可以简化电压环的二阶被控对象，降阶为一阶被控对象，简化电压环控制器的设计。电流环设计参考现有模拟方案的成熟ii型电流环控制器形式。设计的原则包括穿越频率为开关频率的1/10左右，相位裕度大于45°。电流环控制器的形式为

$$G(s)=\frac{K(s+a)}{s(s+b)} \tag{7}$$

零点引入90°相位超前，极点引入90°相位滞后，要获取相位裕度，需要零点的转折频率低于极点的转折频率，取穿越频率点位于零点和极点的中间位置。电流环开环传递函数的伯德图如图4所示。

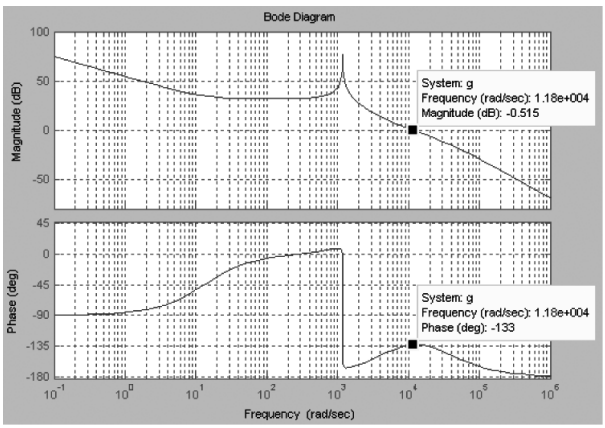

图 4　电流环开环传递函数的伯德图

Fig.4 Bode plot of current loop open loop transfer function

3.3　电压外环控制器设计

电压外环设计需要放低电压环的带宽，使半个市电周期范围内，电压环的输出50 Hz以上频率含量较低，维持电感电流对市电电压波形的跟踪效果。电压环控制器的形式与电流环控制器相同，额定输入、额定输出条件下，矫正后系统的开环传递函数的截止频率为20 Hz左右，相位裕度大于45°。电压环的带宽较低，会导致瞬态响应较差，可以采用根据不同负载量自适应调试电压环增益的方法[4]，改善动态响应。比如发现负载量较小或者电压超出正常范围，则施加较大环路增益，提升突加或突减负载的性能；若发现负载量较大且电压在正常范围内，则施加较小的环路增益，维持较好的电流谐波指标。电压环的开环传递函数的伯德图如图5所示。

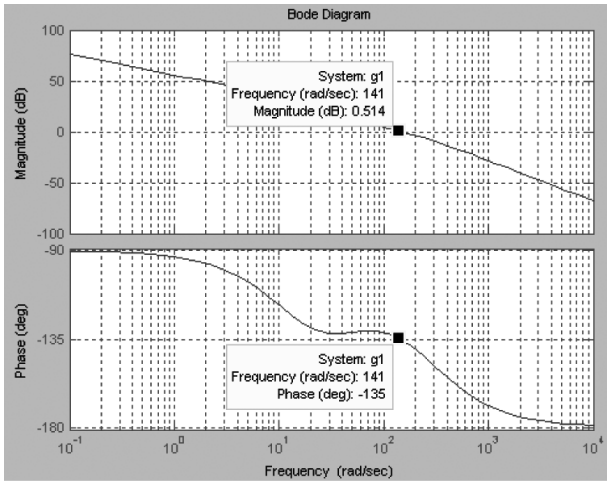

图 5　电压环的开环传递函数的伯德图

Fig.5 Bode plot of voltage loop open loop transfer function

3.4　市电电压前馈设计

UPS APFC电路与典型Boost电路相比，最大的不同就是输入电压是市电，市电是控制系统的最大扰动量之一。而电压采样是比较容易实现的，对已知扰动的控制措施就是采取前馈。UPS APFC电路稳态工作时，运行在单位功率因数[5]，电感电流I与电网电压U_s同相位，电感等效电阻上的电压为RI，电感上的电压为ωLI，电感另一端的电压U的相位如图6所示。电感电流连续模式Boost电路满足$V_o/V_i = 1/(1-d)$。引入前馈作

用后，反馈环路只需要在前馈设定的稳态工作点附近做小范围调节[6]，大大减轻了控制环路的负担，改善了系统的动态响应，经试验，前馈的引入对电流的相位、电流波形的正弦度均有明显改善。

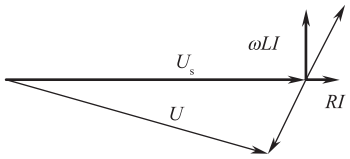

图 6　UPS APFC 电路单位功率因数运行时候的相量图

Fig.6 Phasor diagram of UPS APFC under unit PF

3.5　SOGI锁相环

双二阶广义积分法可以实现宽频率范围的基波分量提取，并实现正交的正弦分量的虚拟[7]，算法结构如图7所示。结合基于同步旋转坐标分量控制系统，可以实现市电基波相位的实时跟踪[8]。这个特点适合应用在UPS APFC电路中，实现电感电流给定计算，进而控制输入电流谐波。

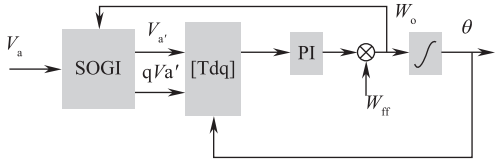

图 7　基于 SOGI 的单相市电锁相环

Fig.7 Single phase line volt phase lock loop Based on SOGI

3.6　电感直流偏置补偿

采用铁硅铝的磁粉芯制作的电感具有较大的直流偏置效应，电流峰值时的电感量会跌落至电流过零时的40%以下。于是，会导致电感电流内环过零时环路增益不够，但是在电流峰值附近环路超调，出现电流振荡的现象。解决该问题，可以根据磁心规格书，对电感量变化做环路增益的动态补偿。采用数字控制，可以分段线性化补偿，也可以采用查表的方式，针对不同电流值所对应的电感量做补偿。

4　仿真及实验验证

4.1　仿真分析验证

在MATLAB/Simulink环境下搭建了UPS APFC电路及其控制系统的仿真模型。图8为APFC的输入及输出电压电流波形，其中CH1是PBus电压，CH2是NBus电压波形，CH3是市电电压波形，CH4是输入电流波形。仿真验证了本文所提的控制策略是有效的，可以进一步制作样机进行验证，也为样机的控制参数调试提供了参考。

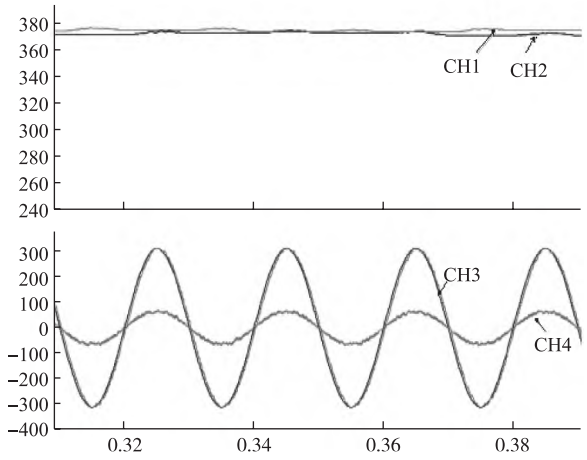

图 8　APFC 的输入输出波形

Fig.8 Simulation input and Output waveform of APFC

4.2　试验平台验证

为了验证本文所提出的复合控制架构，搭建了一个Boost PFC变换器的数字控制试验平台。选用TI公司的TMS320F28335 DSP芯片作为核心控制器[9]。试验平台相关的参数见下表，核心算法的程序流程图如图9所示。对比了市电作为电流给定和锁相环输出的相角计算的电流给定的波形，如图10、图11所示。可见，锁相环计算的电流给定时实际输入电流的波形优于市电畸变较多时用市电计算电流给定的情况。

表　试验平台参数

Tab. Parameter of experiment platform

参数	值	参数	值
输入电压有效值 /V	220	电流环增益	33 000
额定市电频率 /Hz	50	电流环零点	5 000
输出电压 /V	360	电压环极点	240
开关频率 /kHz	19.2	电压环增益	600
电感量 /mH	1	电压环零点	50
电流环极点	32 200	负载 /kW	4

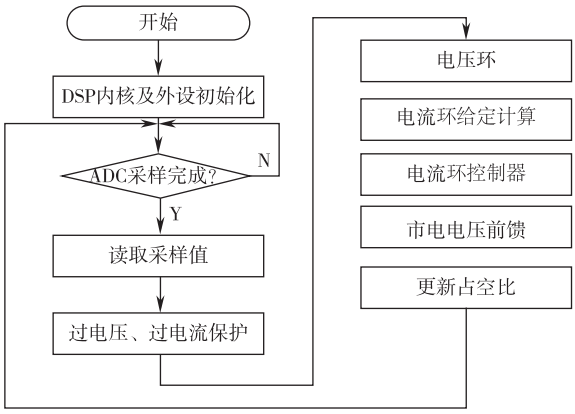

图 9　APFC 数字控制算法流程图

Fig.9 APFC digital control algorithm flow diagram

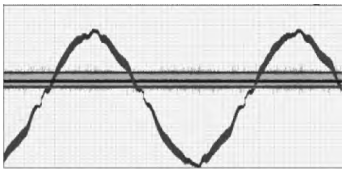

图 10　市电给定下输入电流波形

Fig.10 Input current waveform with Line Volt reference

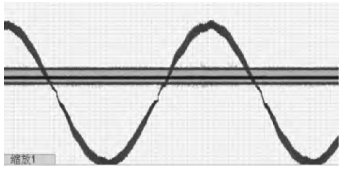

图 11　锁相环给定下输入电流波形

Fig.11 Input current waveform with phase lock loop reference

4.3　工程调试方法

APFC数字控制系统的工程调试的原则是验证硬件主电路、采样电路和驱动电路的功能，然后试试软硬件联调；先验证保护逻辑、后开机；先做稳态调试、后做瞬态调试。具体步骤如下：

1）测试验证主电路连接关系。可以通过万用表量通断、量IGBT寄生二极管，判断主电路的连接关系正确性。

2）软件读取采样，验证硬件及软件底层的正确性。断开IGBT驱动的情况下，施加交流电压，读取电压采样值；电流源给电流传感器施加电流励磁，读取电流采样值。

3）验证IGBT驱动信号。断开IGBT驱动的情况下，断开主功率电，接通控制电，测量IGBT驱动的电平、占空比。需要注意的是，上电瞬间、下电瞬间是否有错误驱动信号。

4）过电压、过电流保护功能调试。优先做好过电压及过电流保护逻辑，防止开机过程中出现半导体及电容电压、电流应力失效。

5）正常开机。在完整的硬件平台上，软件用正式版本程序，整机联调。先实现空载启动，然后做带载，最后做瞬态性能调试。

5　结束语

本文通过分析UPS APFC电路的拓扑结构、工作过程，建立小信号动态模型，复合控制架构设计、电流内环控制器设计、电压外环控制器设计和市电电压前馈设计。搭建了基于MATLAB/Simulink的仿真模型，验证了控制策略及控制参数的有效性，加速了设计调试周期，能有效缩短产品的研发上市周期。最终，搭建了5 kW的试验样机，分析对比了市电电压作为电流波形给定和基于SOGI算法实现的单相锁相环的电流波形给定的功率因数、输入电流谐波指标。在市电质量较差的网电环境下，SOGI算法计算的电流给定，获取的输入电流谐波含量更小。综上，本文提出的复合控制系统以及诸多提升动态响应和输入电流谐波的方法在工程实践上证实是有效的，为UPS及新能源汽车地面和车载充电桩等需要APFC功能的电力变换器数字控制系统的设计提供了良好的参考。

参考文献

[1] 王博．可自充电的UPS功率因数校正电路研究[J]．中国电机工程学报，2020，40(10)：9．

[2] 李其琪，刘邦银，段善旭．考虑电感软饱和特性的图腾柱PFC变换器预测控制方法[J]．中国电机工程学报，2019，39(21)：6365-6373

[3] HU T，TSAI C，LIN H．Power-Factor correction boost converter with digital ninlinear carrer control[J]．电机工程学刊，2017，24(5)：209-216．

[4] 曾小波，徐恒山，宋俊辉．单相Boost PFC的电感值优化方法[J]．电源技术，2020，44(9)：6．

[5] 张兴，张崇巍．PWM整流器及其控制技术[M]．北京：机械工业出版社，2012．

[6] WU S T，ChEN F Y，CHIEN M C，et al．A Hybrid control scheme with fast transient and low harmonic for Boost PFC converter[J]．Electronics，2021，10(15)：1848．

[7] LI S，LU W，YAN S，et al．Improving dynamic performance of Boost PFC converter using current-harmonic feedforward compensation in synchronous reference frame[J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2020，67(6)：4857-4866．

[8] 周群，杨凯，刘雪山，等．谐波补偿式Boost PFC变换器控制策略[J]．电子科技大学学报，2022，51(2)：8．

[9] ZhANG W，FENG G，LIU Y，et al. A digital power factor correction(PFC) control strategy optimized for DSP[J]．IEEE Transactions on PowerElectronics，2004，19(6)：1474-1485．

作者简介

陆学军（1966—），男，高级工程师，研究方向为电力电子变换器及其控制。

陆云鹏（1998—），男，硕士研究生，研究方向为数字信号处理与控制。

（收稿日期：2022-05-12）