

非理想Boost型PFC电路的建模

针对理想PFC电路建模因忽略寄生参数而造成与实际电路较大偏差的问题,建立了基于状态空间平均法的非理想Boost型PFC电路小信号数学模型,与理想模型的稳态计算结果相比,非理想模型的电感电流计算结果更加接近Simulink仿真波形。同时,利用PSIM的AC SWEEP得到Boost变换器的小信号频率特性与理想和非理想模型的频率响应进行比较分析,验证了非理想模型的准确性。通过考虑系统的带宽和相位裕度,采用Matlab辅助设计了双闭环结构的控制器参数。最后通过闭环仿真和实验验证了非理想模型的准确性和控制器的可行性。

胡小菊 沙广林 巩英才 王健宇 程 红/中国矿业大学(北京)机电与信息工程学院电气系



胡小菊/硕士研究生

关键词/Keywords

非理想模型·
小信号频率特性·
双闭环·

有源功率因数校正(PFC)技术能够有效地消除电网谐波污染,改善电能质量,减少成本,使其成为电力电子学研究的热点。其研究主要集中在电路拓扑、控制策略和建模分析三个方面,其中建模分析是研究电路拓扑和控制策略的基础^[1],而PFC电路是非线性的时变系统^[2],对非线性系统的稳定性、准确性和快速性分析比较困难,因此需要建立系统的线性动态模型,PFC电路的开关频率远大于其滤波网络的特征频率,所以适合采用基于平均法的建模,而状态空间平均法是平均法的一阶近似^[3-5],利用开关周期平均的思想将非线性时变电路转化为线性非时变电路,由于在平均的同时忽略掉了一部分纹波,因此在PWM变换器的小信号分析中的应用较广泛^[6-9],但是利用状态空间平均法对PFC电路的建模和分析一般都是在理想情况下忽略器件寄生参数的影响,这将会导致所建模型与实际的时间电路之间存在不可忽视

的偏差^[10]。

单相Boost型PFC电路的工作原理

主电路采用二极管整流的Boost型拓扑结构,交流输入电压经整流桥输入,通过开关管的“On”和“Off”实现向负载供电。控制系统采用双闭环控制,电压外环实现输出直流电压的稳定控制,使输出直流电压跟随给定电压;电流内环实现电感电流波形跟踪电网电压整流波形瞬时值的变化。

小信号模型的建立

在一个开关周期内,工作在连续导电模式(CCM)下的非理想Boost型变换器的两种工作状态等效线性电路如图1所示。

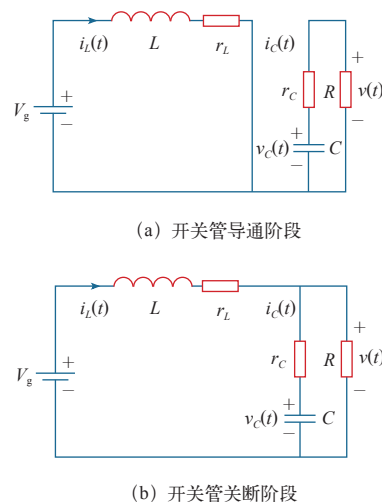


图1 非理想Boost变换器的两种工作状态

选取电容端电压 $v_C(t)$ 和电感电流 $i_L(t)$ 作为电路的状态变量,在每个周期的开关管导通阶段 $[0, dT_s]$ (见图1a),其状态方程和输出方程分别为

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -r_L & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R+r_C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} v_g(t) \\ \begin{pmatrix} i_g(t) \\ v(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (1)$$

在每个周期的开关管关断阶段 $[dT_s, T_s]$ (见图1b), 其状态方程和输出方程分别为

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(r_L + Rr_C) & -\frac{R}{R+r_C} \\ \frac{R}{R+r_C} & -\frac{1}{R+r_C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} v_g(t) \\ \begin{pmatrix} i_g(t) \\ v(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Rr_C & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (2)$$

结合式(1)和式(2)可以得到在一个开关周期内的电路状态空间描述, 即

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L(R+r_C)+Rr_C}{R+r_C} & -\frac{D'R}{R+r_C} \\ \frac{D'R}{R+r_C} & -\frac{1}{R+r_C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} v_g(t) \\ \begin{pmatrix} i_g(t) \\ v(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{D'Rr_C}{R+r_C} & \frac{R}{R+r_C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_g(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中, $D' = 1 - D$ 。

在静态工作点附近对输入变量 $v_g(t)$ 和占空比控制量 $d(t)$ 引入低频小信号扰动, 并且假设交流扰动量远远小于其相应的稳态直流分量, 对加入小信号扰动的状态空间进行整理, 分离直流项和交流项。直流等式中的 $dX/dt = 0$, 可得非理想Boost型

变换器的静态工作点。交流项等式转化为标量形式的状态方程和输出方程为

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = -\frac{r_L(R+r_C)+Rr_C}{R+r_C} \hat{i}_L(t) - \frac{D'R}{R+r_C} \hat{v}_C(t) + \hat{v}_g(t) + \frac{R}{R+r_C} (r_C I_L + V_C) \hat{d} \\ C \frac{d\hat{v}_C(t)}{dt} = \frac{D'R}{R+r_C} \hat{i}_L(t) - \frac{1}{R+r_C} \hat{v}_C(t) - \frac{R}{R+r_C} I_L \hat{d} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_g(t) = \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}(t) = \frac{D'Rr_C}{R+r_C} \hat{i}_L(t) + \frac{R}{R+r_C} \hat{v}_C(t) - \frac{Rr_C}{R+r_C} I_L \hat{d}(t) \end{cases} \quad (5)$$

对式(4)、式(5)进行拉普拉斯变换, 得到如下的非理想Boost型变换器开环传递函数。

控制到输出的传递函数

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{i}_g(s)=0} = k \frac{m_1 s + m_0}{n_2 s^2 + n_1 s + n_0} \quad (6)$$

控制到电感电流的传递函数

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{i}_g(s)=0} = k \frac{a_1 s + a_0}{n_2 s^2 + n_1 s + n_0} \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} k &= \frac{R^2 V_g}{(D'R)^2 + D'Rr_C + Rr_L + r_C r_L} \\ m_0 &= D'r_C^2 + (D'R)^2 + 2(D')^2 Rr_C - r_L(R+r_C) \\ m_1 &= CD'Rr_C(D'R + D'r_C + r_C) + C(D'R)^3 - L(R+r_C) \\ n_0 &= D'R(D'R + r_C) + r_L(R+r_C) \\ n_2 &= CL(R+r_C)^2 \\ n_1 &= (L + CD'Rr_C)(R+r_C) + Cr_L(R+r_C)^2 \\ a_0 &= 2D'R + r_C \\ a_1 &= C(D'R + r_C)(R+r_C) \end{aligned} \quad (8)$$

令式(6)、式(7)的 $r_L = 0$, $r_C = 0$, 可以得到CCM模式下理想Boost变换器控制到输出和控制到电感电流的传递函数, 即

$$\begin{aligned} G'_{vd}(s) &= \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{i}_g(s)=0} \\ &= \left(\frac{V_g}{D'^2} \right) \frac{D'^2 R - Ls}{D'^2 R + Ls + LCRs^2} \end{aligned} \quad (9)$$

$$G'_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \bigg|_{\hat{i}_g(s)=0} = \left(\frac{V_g}{D'} \right) \frac{2D'R + CD'R_s}{D'^2 R + Ls + LCR_s^2} \quad (10)$$

模型的验证

1. 电感电流稳态值仿真

图2为通过状态空间平均法得到的理想和理想Boost型变换器电感电流的稳态计算值与通过PSIM软件仿真得到的电感电流稳态值的比较波形。从图中可以看出,通过状态空间平均法得到的非理想模型更接近于实际的仿真值,验证了非理想模型的准确性。

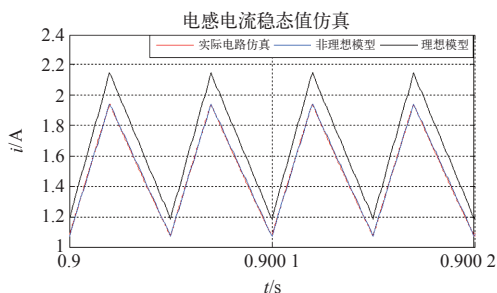


图2 Boost型变换器电感电流稳态值理想和理想模型计算值与仿真结果的比较

2. 小信号交流分析

利用PSIM软件中的AC SWEEP对工作在原始开关状态的电路进行交流扫描分析,仿真如图3所示。工作在开关频率 $f=20$ kHz的Boost型变换器,将励磁源输入到占空比信号,测量输出电压。图4中的粗线显示的是在频率200 Hz~10 kHz输出电压

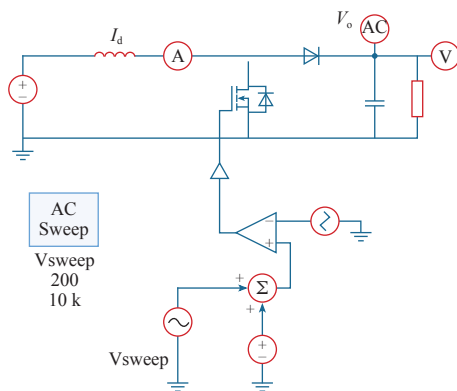


图3 Boost型变换器交流分析仿真

压与占空比信号相对应的小信号交流开环频率响应,同时与通过状态空间平均法建模所得到的理想和理想状态的输出到占空比信号的开环频率响应进行对比,从图中可以观察到 $1/20 \sim 1/2f$ 频率区间,非理想状态下所得到的模型更逼近于Boost型变换器电路的频率响应,验证了利用状态空间平均法建立的非理想Boost型变换器模型比传统理想模型更加接近于实际电路。

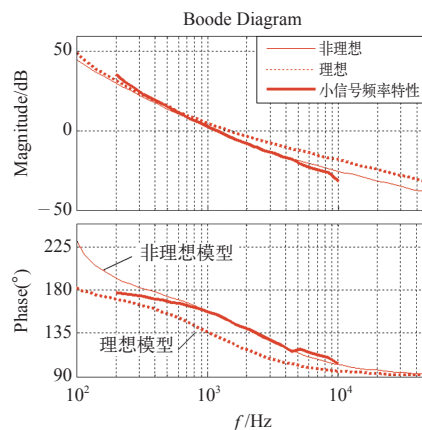


图4 基于理想和理想状态下Boost型变换器的状态空间平均法的频率响应与小信号交流分析的比较

控制器设计及闭环仿真

1. PI控制器设计

本文选取的电路参数如下: $V_g=24$ V, $L=600$ μ H, $C=800$ μ F, $R=48$ Ω , $r_L=0.15$ Ω , $r_C=0.08$ Ω ,直流输出电压 $V_o=48$ V,开关频率为100 kHz。在上述建立的电流和电压开环数学模型的基础上,考虑闭环系统的带宽和相位裕量的要求,利用Matlab中SISOTOOL设计电流环和电压环补偿器的PI参数。

电流环补偿器的设计在满足系统稳定的前提下,配置零点的位置应尽量远小于电流环的截止频率,使相位裕度不小于 45° ,同时极点的配置应该满足系统的高频段快速衰减。最后调节比例环节,使电流闭环的相角裕度和幅值裕度都满足要求,并且穿越频率为开关频率的 $1/2$ 左右,使系统具有较好的跟踪控制信号的能力。在电流环调节完成的基础上,遵循相同的原则配置电压环的参数,使系统具有较好的动态稳定性,同时使电压

环的穿越频率为开关频率的1/10, 系统具有较好的动态响应速度。

2. 闭环仿真

利用上述设计的PI参数在PSIM中进行闭环仿真, 输入电压和输入电流的波形如图5所示。从图5可以看出, 输入电流对输入电压的跟随性非常好, 并且功率因数 $\cos \varphi = 0.998$, 说明系统具有较好的动态性。图6显示的输出电压在40 ms已稳定在48 V, 达到了输出电压稳定的要求, 说明控制器调节又快又稳。

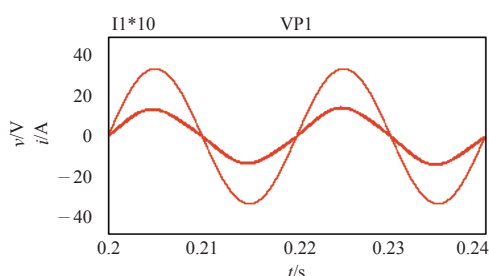


图5 输入电压和输入电流波形

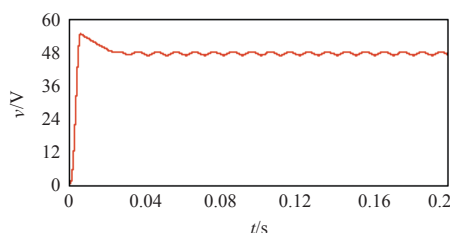


图6 输出电压波形

为了验证系统的动态恢复性能, 分别添加幅值为50%负载的正负向负载扰动, 其输出电压如图7所示。从图中可以看出, 针对正向和负向的负载扰动, 系统都只用了25 ms就使输出电压恢复到稳定, 并且电压调整率仅为0.4%, 从而证实了控制器具有较好的动态恢复响应特性。

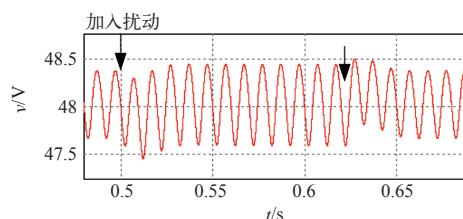
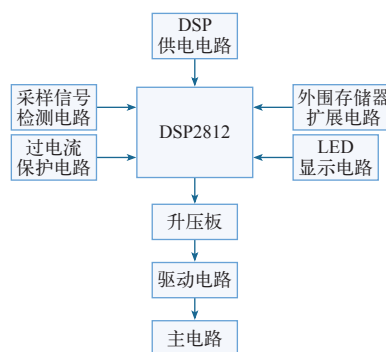


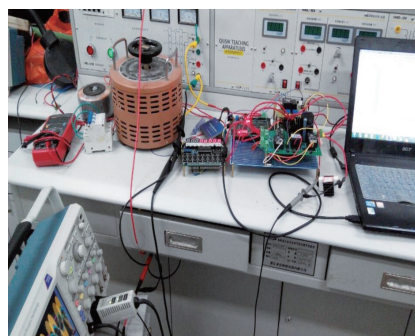
图7 负载扰动输出电压波形

实验

本文以TMS320F2812为主要控制芯片, 根据图8a的实验结构框图, 搭建了图8b的数字化控制的单相Boost型PFC实验平台, 实验平台所用的器件参数和仿真所选参数是相同的。



(a) 硬件结构



(b) 实验平台

图8 实验结构图与实验平台

实验结果如图9和图10所示。图9中输入电流完全跟随输入电压的相位变化, 达到了很高的输入侧功率因数, 但是由于采用的是二极管整流桥, 二极管的导通压降使输入电流在过零点时有

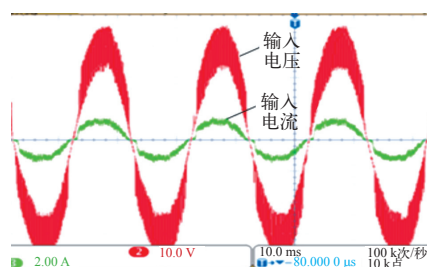


图9 输入电流正弦跟踪输入电压波形

一个比较小的平台；图10中输出电压稳定在48 V，与仿真波形是一致的，从而验证了所采用的非理想模型更接近于实际电路。

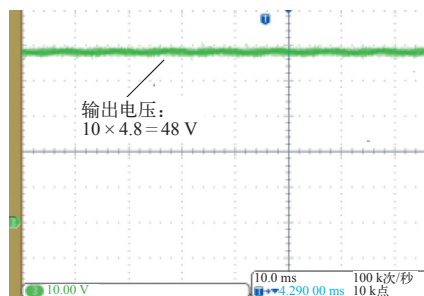


图10 输出电压

结束语

本文在分析Boost电路工作原理的基础上，重点介绍了基于状态空间平均法的非理想Boost电路小信号模型的建立，从所建立的非理想模型和传统理想模型的开环仿真和小信号频率响应的对比分析中可以看出，非理想模型的仿真结果与电路模型的仿真结果更具有一致性，同时验证了非理想模型的准确性；在闭环仿真参数和实验参数相同的情况下，实验结果与仿真结果的高度一致性也证实了非理想模型的准确性和控制器的可行性，实现了输入电流对输入电压的跟随性和输出电压的稳定性，从而说明本文所建立的基于状态空间平均法的非理想模型较之传统的理想模型更具有实用性。

参考文献

[1] Jian Sun, Richard M Bass. Modeling and practical design issues for average current control [J]. Applied

Power Electronics Conference and Exposition, 1999 (2): 980-986.

- [2] 王文斌, 苏宏升, 张耘川. 基于状态空间平均法的Boost直流变换器建模与仿真分析 [J]. 电气传动自动化, 2013, 35 (3): 29-32.
- [3] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [4] Teuvo Suntio. 开关变换器动态特性: 建模、分析与控制 (Dynamic Profile of Switched Mode Converter: Modeling Analysis and Control) [M]. 许建平, 王金平, 等译, 北京: 机械工业出版社, 2011.
- [5] 文亚凤. 状态空间平均法在开关电源动态建模中的应用 [J]. 电气应用, 2008, 27 (18): 54-56.
- [6] 陈亚爱, 张卫平, 等. 开关变换器控制技术综述 [J]. 电气应用, 2008, 27 (4): 4-10.
- [7] 徐德鸿. 电力电子系统建模与控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [8] 周志凯. 基于数字化峰值电流模控制的Boost开关变换器的建模和仿真 [D]. 广州: 华南理工大学, 2012.
- [9] Byungcho Choi. Modeling and small-signal analysis of controlled on-time boost power factor correction circuit [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000 (1): 490-495.
- [10] 孙路, 陆亭华, 赵继敏. Buck变换器状态空间平均法建模与闭环仿真 [J]. 电气自动化, 2014, 36 (4): 1-4.

(收稿日期: 2015-05-10) **EA**

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告