

峰值电流型 PFC Boost 变换器斜坡补偿的 时变模型和全局动态优化试验

程为彬¹, 金 金^{1,2}, 郭颖娜¹, 康思民¹

(1. 西安石油大学电子工程学院, 陕西西安 710065; 2. 陕西燃气集团有限公司, 陕西西安 710016)

摘要: 建立连续峰值电流型 PFC Boost 变换器的时变模型, 动态分析快时标不稳定现象的产生, 并结合电路试验, 分析常规固定斜坡补偿的不足. 以斜坡补偿时变模型为基础, 以工频输入电流正弦化为目标, 提出一种全局优化的动态时变补偿设计理论和方法. 基本原理电路试验结果表明全局优化动态补偿既消除了快时标不稳定现象, 又获得了单位功率因数, 达到了全局补偿优化的目的.

关键词: PFC Boost 变换器; 快时标不稳定性; 时变模型; 斜坡补偿; 全局动态优化

中图分类号: TM132, O442 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 11-2336-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.11.031

Time-Varying Ramp Compensation Mode and Global Dynamic Optimization Experiment of Peak Current Control PFC Boost Converter

CHENG Wei-bin¹, JIN Jin^{1,2}, GUO Ying-na¹, KANG Si-min¹

(1. School of Electronic Engineering, Xi'an Shiyou University, Xi'an Shaanxi 710065, China;

2. Shaanxi Gas Group Corporation Limited, Xi'an, Shaanxi 710016, China)

Abstract: A time-varying model of power-factor-correction (PFC) Boost converter with peak continuous current control is built up, and the fast scale unstable phenomenon is analyzed dynamically, the shortage of ramp compensation with constant value is studied with circuit experiments. A global optimization theory and strategy of dynamic ramp compensation is proposed to get sinusoidal input line current. The experimental results show that this global compensation can eliminate fast-scale instability and get unity input power factor with the strongest stabilizing power at the same time, and arrive at global optimal compensation.

Key words: PFC Boost converter; fast-scale instability; time-varying mode; ramp compensation; global dynamic optimization

1 引言

PFC Boost 变换器是有源功率因数校正电路最为广泛的拓扑结构, 采用了功率开关和乘法器等非线性器件, 提高功率因数的同时, 也给系统带来了很强的非线性, 表现为分岔和混沌等不稳定现象^[1,2]. 其中连续电流 (CCM) 控制特别适合于中大功率的开关变换器, 但由于混沌和分岔的控制难题, 使得 CCM 控制成为目前该领域研究的热点和难点. 诸多研究均将 CCM 型 PFC Boost 变换器看成 DC-DC Boost 变换器的时间序列组合, 直接采用 DC-DC Boost 变换器稳定性研究方法, 从参考电流补偿角度建模, 研究对混沌分岔等不稳定性的控制^[2~6], 忽略了 PFC Boost 变换器交流输入的时变性, 以及各个频闪周期内镇定能力的时变特征. 为保证全工频

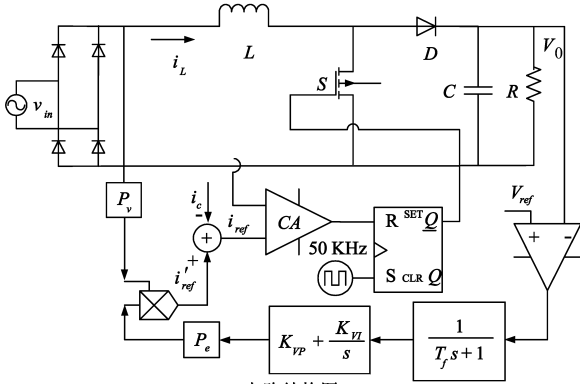
周期的稳定, 在镇定能力最弱的输入交流过零附近采用强补偿, 出现了较长的零电流死区, 增大了总谐波失真, 降低了功率因数, 没有达到单位功率因数校正的目的. 传统研究只局限于单个频闪周期内电流的静态补偿, 没有扩展到输入交流变化的整个工频周期, 无法同时达到每个频闪周期内的一致稳定和整个工频周期的单位功率因数, 所称的恰当补偿或最佳补偿^[4]仍存在缺陷.

通过建立峰值电流型 PFC Boost 变换器的时变模型, 结合镇定能力的动态变化, 分析其快时标不稳定现象的产生机理. 从整个工频周期的动态调整过程着手, 提出一种全局优化的斜坡动态补偿设计理论和策略. 进行最优化电路设计和试验, 测试波形分析表明最优化控制获得了理想的补偿效果, 同时实现了单位功率因数和全局稳定.

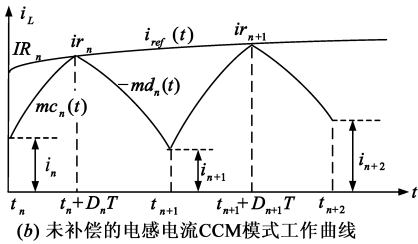
2 电路时变模型与动态调整分析

2.1 时变模型

连续峰值电流型 PFC Boost 变换器的电路结构如图 1(a)所示.



(a) 电路结构图



(b) 未补偿的电感电流CCM模式工作曲线

图1 峰值电流型PFC Boost变换器CCM工作模式

输出电容非常大,输出电压纹波可忽略不计^[4-8], CCM 电路模型可用一阶微分方程表示为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2} V_i \left| \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \right|}{L}, t \in [t_n, t_n + D_n T) \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{V_o - \sqrt{2} V_i \left| \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right) \right|}{L}, t \in [t_n + D_n T, t_n + T) \end{cases} \quad (1)$$

其中 i_L 为电感电流, V_i 为输入交流电压有效值, V_o 为直流输出电压值, T_0 为工频周期, T 为频闪采样周期, t_n 为第 nT 时刻的频闪采样点, D_n 为第 nT 内的控制占空比, $D_n \in [0, 1]$.

以往频闪映射法研究均将充放电过程线性化,本研究中考虑充放电过程中输入电压正弦变化的时变性,得到时变的工作过程曲线,如图 1(b)所示,并可得 PFC Boost 变换器的电路离散方程

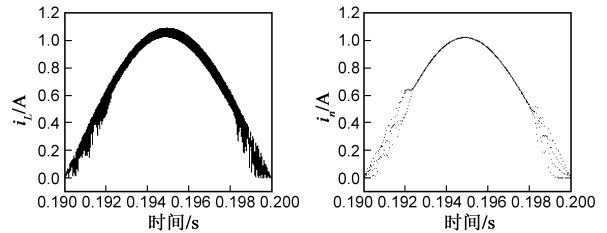
$$\begin{cases} i_n = i_{r_n} - \int_{t_n}^{t_n + D_n T} mc_n(t) dt \\ i_{n+1} = i_{r_n} - \int_{t_n + D_n T}^{t_n + T} md_n(t) dt \end{cases} \quad (2)$$

其中 i_n 为电感电流频闪采样值; $i_{r_n} = i_{ref}(t) \Big|_{t=t_n + D_n T} = i_{ref} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t_n + D_n T)\right)$; $i_{r_n} = i_{ref}(t) \Big|_{t=t_n}$, 为正弦参考电

流频闪采样值; $mc_n(t) = \sqrt{2} V_i \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_0}\right) \right| / L, t \in [t_n, t_n + D_n T)$, 为电感充电期间的正弦时变斜率; $md_n(t) = (V_o - \sqrt{2} V_i \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_0}\right) \right|) / L, t \in [t_n + D_n T, t_n + T)$ 为电感放电的正弦时变斜率.

2.2 动态过程分析

采用 Matlab Simulink 的 Power System 工具箱,建立图 1(a)电路的仿真模型.主电路直接采用器件模型,控制电路选取相应的数学模型模块.为提高仿真运行时间及精度,选取 ode23 算法.取电路基本参数为: $V_{ref} = 40V$; $V_{in} = 22V$ (RMS)/50Hz; $T = 20\mu s$; $P_e = 1/150$; $P_v = 0.08$; $T_f = 4ms$; $K_{VP} = 1$; $K_{VL} = 50$; $R = 100\Omega$; $L = 2mH$; $C = 470\mu F$.对未补偿的电路进行仿真,得到电感电流的时域波形及频闪采样波形如图 2(a)和(b)所示.



(a) 时域仿真波形

(b) 频闪采样仿真波形

图2 未补偿的PFC Boost变换器的电感电流波形

图 2 可看出,电感电流在一个工频周期的上升和下降两端均出现快时标不稳定现象,且左右不对称.工频周期 0.19 ~ 0.20s 段的频闪采样波形放大如图 3 所示.在上升段 $t = 0.1922s$ 时,电路从混沌状态进入二分岔,经过调整后在 $t = 0.1927s$ 过渡为稳定状态;而下降段则是在 $t = 0.1978s$ 经过一定的二分岔发散后直接进入混沌状态.

定义 $\Delta i_{n+1} = \lambda_n(t) \cdot \Delta i_n$, Δi_n 为相邻频闪采样时刻的电感电流差值^[9], $\lambda_n(t)$ 反映了电路自身所具有的动态镇定能力.当 $|\lambda_n(t)| < 1$ 时,变换器具有一定的镇定能力,可通过一段时间的累积使电路处于稳定状态; $\lambda_n(t) = -1$ 时,电路处于临界状态;通过反向计算得到每个工频周期内的相对临界时刻,即 $\Delta t_1 = 0.0022s, \Delta t_2 = 0.0078s$.

输入电压上升段的临界点后, PFC Boost 电路需经一段调整过程,才由混沌状态过渡到稳定状态.实际调整时间长短是由镇定能力累积 $\prod \lambda_n(t)$ 的衰减快慢决定的^[10].令 $\prod_{j=0}^k \lambda_n^j(t) < \epsilon$, 取初值 $t_0 = 0.00220s$, 令 $t = t_0 + 0.00002$, $\epsilon = 0.01$ 进行迭代,得到 $k = 27$, 即 $t = 0.00274s$, 结果与图 3(a)调整时间一致.这说明较弱的镇定能力需要经较长时间的积累才达到稳定状态.相

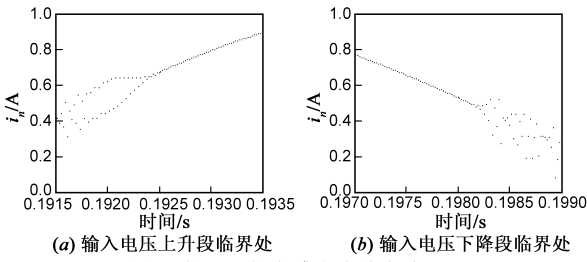


图3 临界处的电感电流放大波形

反,输入电压下降阶段是从稳定区间经临界到不稳定区,当 $|\lambda_n(t)| > 1$ 时,电路逐步失去镇定能力,同样也会经过二分岔调整进入混沌状态.

3 传统固定斜坡补偿分析

取 $i'_{ref}(t) = \sqrt{2} I_L |\sin(2\pi t/T_o)|$ 进行传统的固定斜坡补偿仿真研究,其电感电流工作曲线如图4(a)所示;各个频闪周期内的固定补偿斜坡斜率 $m_n = \Delta V/L$,则得到了时变的补偿后特征系数 $\lambda_n(t) = (m_n - md_n(t))/(m_n + mc_n(t))$,即镇定能力是动态变化的,随输入电压增大而增加,在输入电压过零处的镇定能力最弱.若设定输入交流电压过零处的临界特征系数 $\lambda_n = -1$,得到可确保变换器全工频周期均稳定的最小斜坡补偿幅值 $\Delta V = 0.2V$,仿真结果如图4(b)所示.可见电感电流的平均值曲线偏离标准正弦波,电路的功率因数为0.9820.

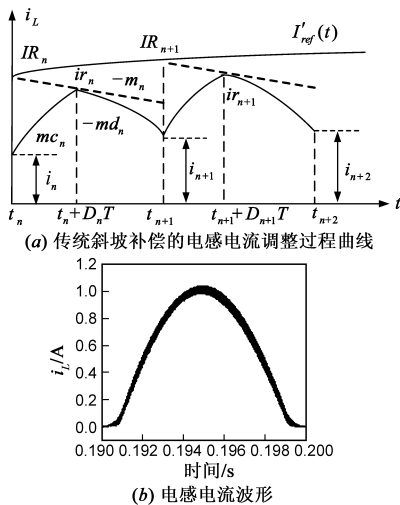


图4 固定斜坡补偿的电感电流仿真波形

试验电路各参数与仿真设置一致,取斜坡补偿电阻 $R_{ramp} = 27K\Omega$,得到斜坡补偿幅值为0.2V.图5(a)为未加补偿的输入电流波形,固定斜率补偿后的输入电流如图5(b)、(c)、(d)所示.

对比图5(a)、(b)看出,加入固定斜坡补偿后,输入电流波形质量得到明显地改善,但补偿后交流电流的

幅度降低,即牺牲了部分设计功率.图5(c)的 Average 模式显示未发生快时标不稳定现象,说明该固定幅值斜坡补偿使得全工频周期内每一个频闪周期均稳定,但是存在一段过零死区.将其电流参考的电压信号和输入电流在过零处放大,如图5(d)所示.由于固定幅值斜坡补偿在自身镇定能力最弱的过零处过度补偿,从而电路工作在断续模式(DCM)状态,而此时电感电流的

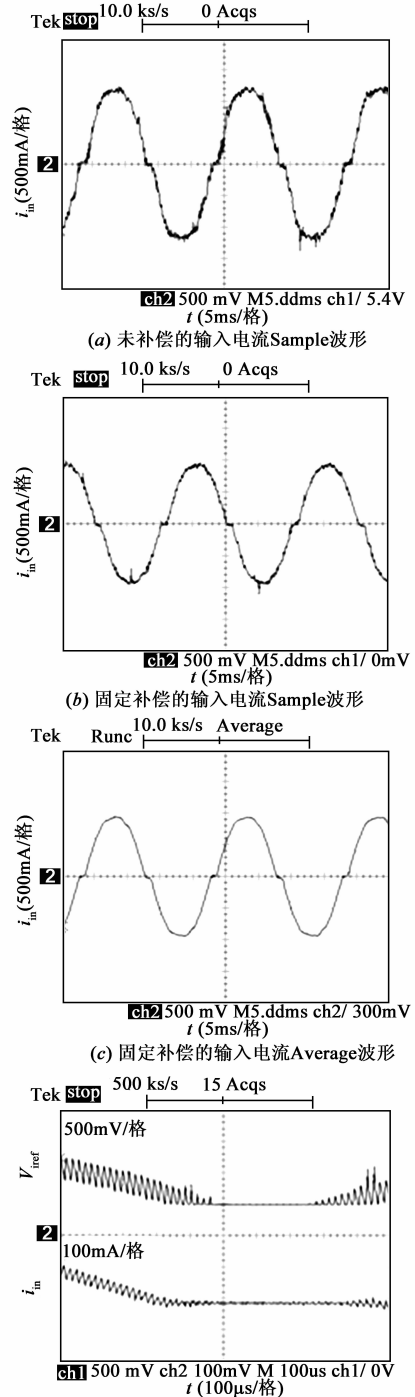


图5 固定斜坡补偿试验波形

下降段斜率较大,所以每个频闪周期内有很长一段时间输入电流几乎为零。

斜坡补偿电阻越小,斜坡补偿幅值越大,变换器稳定性就越高,同时过零死区范围增大,这说明固定斜坡补偿虽然能够消除快时标不稳定现象,但是牺牲了输入功率因数指标,没有达到单位功率因数的目标,还不能称为最恰当的补偿。

4 全局斜坡动态补偿与最优化试验

4.1 全局斜坡补偿原理

全局补偿优化的设计思想是基于参数共振补偿机理来消除混沌现象,通过对镇定能力的动态优化补偿,使得补偿后的电路镇定能力增强,且全局一致,即特征系数为固定值;若每个频闪周期都稳定,且调整时间最短,即实现了最优化补偿^[10~12]。补偿优化的电感电流工作曲线如图 6 所示,考虑输入电压时变性的电感电流的频闪采样点 i_n 与 i_{n+1} 的精确离散关系式为

$$\begin{cases} i_n = IR_n - \int_{t_n}^{t_n+D_n T} m_n(t) dt - \int_{t_n}^{t_n+D_n T} mc_n(t) dt \\ i_{n+1} = IR_n - \int_{t_n}^{t_n+D_n T} m_n(t) dt - \int_{t_n+D_n T}^{t_n+T} md_n(t) dt \end{cases} \quad (3)$$

式中 $IR_n = i'_{ref}(t_n)$, $m_n(t) = V_{mn}(t)/L$, $V_{mn}(t) = \frac{V_0}{1-\lambda_n(t)} - \sqrt{2} V_{in} \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o}\right) \right|$ 为频闪周期参考电流的动态共振补偿电压,这是一个时变的动态补偿量,也正是这个时变的动态补偿项可保证全工频周期内输入交流变化时每一个频闪周期内一致($\lambda_n(t)$ 恒定)的镇定能力。

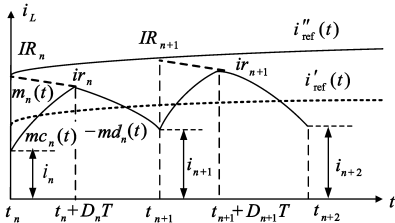


图6 优化补偿工作波形

为在全工频周期的每一个频闪周期内保证变换器稳定的同时得到单位功率因数,我们采用逆向思维,从稳定状态下电感电流平均值出发,以输入电流正弦化为目标,推导出稳定所需的参考电流表达式。取平均电感电流为每个开关周期内电感电流的平均值,电感电流的时变平均值可精确表示为

$$\begin{aligned} i'_{ref}(t) &= i_n + \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_n+T} i_L(t) dt \\ &= IR_n - \int_{t_n}^{t_n+D_n T} (m_n(t) + mc_n(t)) dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{1}{T} \left(\int_{t_n}^{t_n+D_n T} \left(\int_{t_n}^{t_n+D_n T} mc_n(t) dt \right) dt \right. \\ &\left. + \int_{t_n+D_n T}^{t_n+T} \left(\int_{t_n+D_n T}^{t_n+T} md_n(t) dt \right) dt \right) \end{aligned} \quad (4)$$

期望优化时得到单位 1 的功率因数,可令电感电流平均值为额定功率的输入电流值,即输入电流跟随正弦输入电压波形,得到补偿后参考电流的时变表达式为

$$\begin{aligned} i'_{ref}(t) &= \sqrt{2} I_L \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o}\right) \right| - \frac{1}{T} \left(\int_{t_n}^{t_n+D_n T} \left(\int_{t_n}^{t_n+D_n T} mc_n(t) dt \right) dt \right. \\ &\left. + \int_{t_n+D_n T}^{t_n+T} \left(\int_{t_n+D_n T}^{t_n+T} md_n(t) dt \right) dt \right) \\ &+ \int_{t_n}^{t_n+D_n T} (m_n(t) + mc_n(t)) dt \end{aligned} \quad (5)$$

为方便实现电路原理试验,开关频率足够高时,可将式(5)简化得

$$\begin{aligned} i'_{ref}(t) &= \sqrt{2} I_L \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o}\right) \right| + \frac{V_o - \sqrt{2} V_{in} \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o}\right) \right|}{V_o} \cdot \\ &\frac{V_o}{1-\lambda_n(t)} - \frac{\sqrt{2}}{2} V_{in} \left| \sin\left(\frac{2\pi t}{T_o}\right) \right|}{L} \cdot T \end{aligned} \quad (6)$$

为保证全局一致的稳定性,特征系数 $\lambda_n(t)$ 选取固定值。 $\lambda_n(t) = 0$ 时斜坡补偿的斜率与电感电流下降段的斜率相同,每一个频闪周期内立即达到稳定,动态响应速度最快,镇定能力最强。即使在镇定能力最弱的输入电压交流过零附近,也是每个频闪周期内均能稳定,相应的电感电流波形如图 7 所示。平均电感电流波形非常贴近标准正弦波,如图 7(d) 所示,功率因数达到 0.9993。

4.2 最优化动态补偿试验

利用两片模拟乘法器即可实现全局优化斜坡补偿

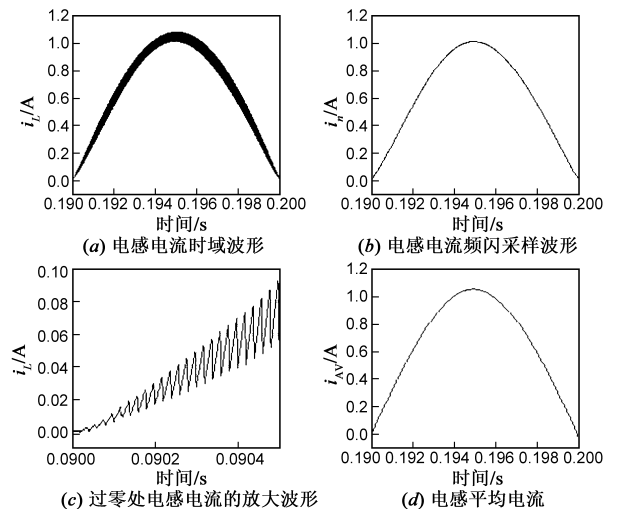


图7 最优化补偿下的电感电流仿真波形

电路设计,一片乘法器实现公式(6)中的第二项,按实际电路比例叠加到参考电流电压端;而另一片乘法器输出动态变化的斜坡波形,调节其与电感电流采样电压端叠加后分压电阻的比例,使得补偿的斜率与电感电流下降段的斜率相同,从而实现最优化动态补偿.测得的最优化补偿试验波形如图8所示.

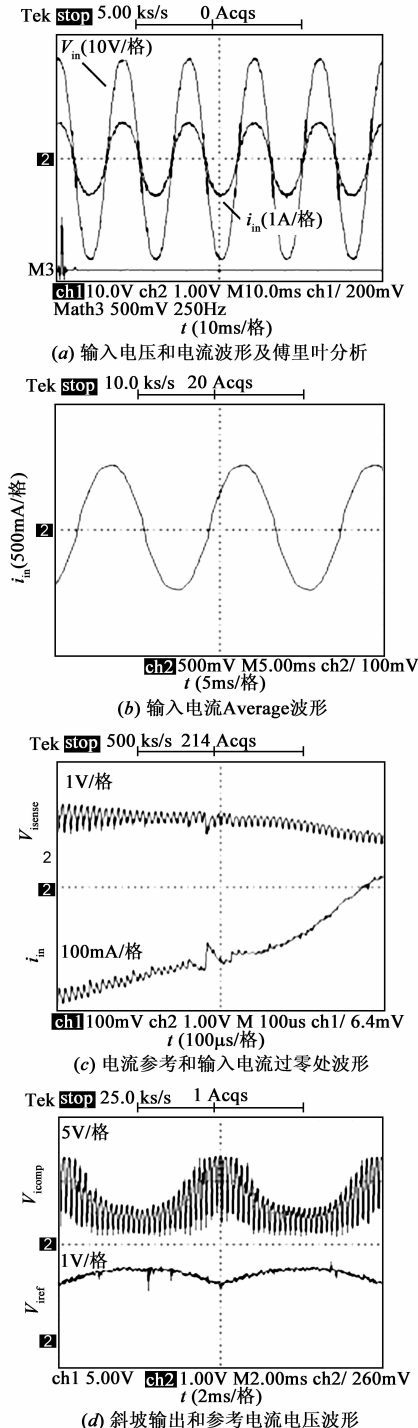


图8 最优化动态补偿下的试验结果波形

波形,二者相位相同;对输入电流进行傅里叶分析,可以看出谐波大为减少.图8(b)的输入电流 Average 模式说明该补偿方式下未出现不稳定现象,整个工频周期内均能达到稳定,同时输入电流过零处未出现过零死区的现象,且实际功率完全等于设计功率.将优化补偿后输入电流在过零处局部放大,波形如图8(c)所示,可以看出每个频闪周期电感电流检测信号都有上升下降过程,并且波形连续、平滑,没有出现过零处由于过补偿所引起的 DCM 模式,功率因数得到进一步提高.由于目前 CCM 模式的峰值电流型 PFC 控制芯片不多,可用于做最优化动态补偿的只有 ML4812,而该芯片的 CT 引脚输出占空比最大为 0.95,所以在输入电流过零点处的前几个频闪周期未达到平衡占空比的要求,图8(c)也就没有图7(c)那么理想.图8(d)为该优化补偿电路的斜坡补偿输出波形和补偿参考电流电压波形,即实现公式(6)中的第二项,是一个动态变化的量,用于保证全工频周期内每一个频闪周期的一致、最强的镇定能力,也是实现最优化动态补偿的关键所在.

全局最优化动态补偿方式未出现零电流死区的主要原因在于先抬高了参考电流,而第一个频闪周期的补偿幅值和抬高的参考电流幅值刚好一致,由于最优补偿的电感电流下降斜率与补偿斜率一致,这样第一个频闪周期后电感电流不会下降到零,也使得后续每个频闪周期电感电流都是连续的,不会出现零电流死区现象.

5 结论

(1)调整过程镇定能力的动态变化是产生快时标不稳定现象的原因,固定斜坡补偿在保证电路稳定性的同时,不仅降低了设计功率,还形成了较大电流死区,降低了功率因数.

(2)以斜坡补偿时变模型为基础的动态优化设计充分综合了输入的时变性和全局镇定能力的一致性,电路试验表明全局斜坡动态补偿最优化同时达到了单位功率因数和全工频周期稳定的目的,是一种优化的稳定性动态补偿策略和技术方法.

(3)固定斜坡补偿具有时变的镇定能力,无法同时实现全工频周期稳定和单位功率.最优化动态补偿通过动态优化,同时获得各频闪周期和全工频周期内一致、固定、最强的镇定能力,使每个频闪周期内的调整最快稳定,使得全工频周期的稳定性和功率因数同时达到最佳.

参考文献

- [1] O Dranga, C K Tse, H C H IU. Bifurcation behavior of a power-factor-correction Boost converter [J]. International Journal of

- Bifurcation and Chaos, 2003, 13(10): 3107 – 3114.
- [2] C K Tse. Circuit theory of power factor correction in switching converters [J]. International Journal of Circuit Theory and Application, 2003, 31(2): 157 – 198.
- [3] C K Tse, Y M Lai, M H L Chow. Control of bifurcation in current-programmed DC/DC converters: an alter-native viewpoint of ramp compensation [J]. Circuits, Systems, and Signal Processing, 2001, 20(6): 695 – 707.
- [4] 周宇飞, 黄家成, 王诗兵, 等. PFC Boost 变换器中的斜坡补偿设计原理 [J]. 中国科学 – F 辑: 信息科学, 2009, 39(11): 1217 – 1223.
Y F Zhou, J C Huang, S B Wang, et al. Principle of designing slope compensation in PFC Boost converter [J]. Science in China-Series F: Information Sciences, 2009, 39(11): 1217 – 1223. (in Chinese)
- [5] H P Ren, D Liu. Bifurcation behaviors of peak current controlled PFC Boost converter [J]. Chinese Physics, 2005, 14(7): 1352 – 1358.
- [6] D Giaouris, S Banerjee, B Zahawi, et al. Control of fast scale bifurcations in power factor correction converters [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs, 2007, 54(9): 805 – 809.
- [7] 马西奎, 刘伟增, 张浩. 快时标意义下 Boost PFC 变换器中的分岔与混沌现象分析 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 61 – 67.
X K Ma, W Z Liu, H Zhang, et al. Analysis of fast-scale bifurcation and chaos phenomena in Boost PFC converter [J]. Proceeding of the CSEE, 2005, 25(5): 61 – 67. (in Chinese)
- [8] 周宇飞, 汪莉丽, 陈军宁. 开关变换器的仿真建模方法及最大 Lyapunov 指数计算 [J]. 系统仿真学报, 2007, 19(9): 1925 – 1928.
Y F Zhou, L L Wang, J N Chen. Modeling of DC-DC converter and calculation of largest Lyapunov exponent [J]. Journal of System Simulation, 2007, 19(9): 1925 – 1928. (in Chinese)
- [9] 程为彬, 郭颖娜, 康思民, 等. Boost 变换器中参数斜坡共振控制能力研究 [J]. 物理学报, 2009, 58(7): 4439 – 4448.
W B Cheng, Y N Guo, S M Kang, et al. Study on control power in Boost converter with parameter ramp resonance [J]. Acta Physica Sinica, 2009, 58(7): 4439 – 4448. (in Chinese)
- [10] 程为彬, 康思民, 郭颖娜, 等. 功率因数校正 Boost 变换器的快时标不稳定的形成与参数动态共振 [J]. 物理学报, 2011, 60(2): 020506 – 1 – 020506 – 8.
W B Cheng, S M Kang, Y N Guo, et al. Fast-scale instability and dynamic parameter resonance of power factor correction Boost converter [J]. Acta Physica Sinica, 2011, 60(2): 020506 – 1 – 020506 – 8. (in Chinese)
- [11] 方锦清. 驾驭混沌与发展高新技术 [M]. 北京: 原子能出版社, 2001.
- [12] C K Tse, Y M Lai. Controlling bifurcation in power electronic: a conventional practice revisited [J]. Latin American Applied Research, 2001, 31(3): 177 – 184.

作者简介



程为彬 男, 博士, 教授, 1970 年生于安徽石台. 主要研究方向为电力电子与电能质量控制、智能仪器.

E-mail: wbcheng@xssyu.edu.cn

金 金 女, 硕士, 1987 年生于陕西西安. 主要研究方向为电力电子与电力传动.