

电流控制交错 Boost 变换器精确建模与设计

阎昌国¹, 龚仁喜², 安玉¹, 李青¹, 刘小雍¹

(1. 遵义师范学院 工学院, 贵州 遵义 563006;

2. 广西大学 电气工程学院, 广西 南宁 530004)

摘要: 交错 Boost 变换器是中大功率开关电源前级功率因数校正装置的核心电路, 其建模的准确度对开关电源的设计至关重要。为了缩小模型与实际电路间的偏差, 更好地服务工程设计与应用, 提出了一种峰值电流控制的非理想交错 Boost 变换器设计方案。在连续导电模式工况下, 建立了系统功率级与控制级精确的小信号模型, 获得了系统完整的交流小信号模型。基于该模型, 分析了非理想因素对系统特性的影响, 设计了电压控制器补偿网络, 理论分析表明该模型较之传统理想模型更为精确, 实验结果证实该方案能准确实现交错控制, 具有动态响应快、输出电压波动小等优点。

关键词: 交错 Boost 变换器; 峰值电流控制; 非理想; 连续导电模式; 小信号模型

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21972

Precise Modeling and Design of Current Controlled Interleaved Boost Converter

YAN Changguo¹, GONG Renxi², AN Yu¹, LI Qing¹, LIU Xiaoyong¹

(1. School of Engineering, Zunyi Normal College, Zunyi 563006, Guizhou, China;

2. College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, Guangxi, China)

Abstract: The interleaved Boost converter is the core circuit of the pre-stage power factor correction device for medium and high power switching power supplies. The accuracy of its modeling is crucial to the design of switching power supplies. In order to reduce the deviation between the model and the actual circuit, and to better serve the engineering design and application, a non-ideal interleaved Boost converter design scheme for peak current control was proposed. Under the condition of continuous conduction mode, an accurate small signal model of the system power level and control level was established, and a complete alternating current small signal model of the system was obtained. Based on the model, the influence of non-ideal factors on the system characteristics was analyzed, and the voltage controller compensation network was designed. Theoretical analysis shows that the model is more accurate than the traditional ideal model. The experimental results confirm that the scheme can accurately achieve interleaved control. The proposed model has the advantages of fast dynamic response and small output voltage fluctuation.

Key words: interleaved Boost convert; peak current control; non-ideal; continuous conduction mode; small signal model

近年来, 开关电源高频化、高功率化的快速发展, 对其寄生参数的利用也提出了一些新的要求^[1]。交错 Boost 变换器作为中大功率开关电源的前级电路, 在提高功率因数、改善电网供电质量方面发挥着至关重要的作用^[2-3]。建模时, 考虑寄生参数, 对交错 Boost 变换器的设计与应用十分重要, 它不仅能建立更为精确的数学模型去描述电路实际工作状况, 还能缩小实际电路与传统

理想模型之间的偏差。迄今为止, 对交错 Boost 变换器的建模研究已经有了一些成果。文献[4]用状态空间平均法获得了占空比 $D > 0.5$ 与 $0 < D < 0.5$ 两种情况下的数学模型, 但缺乏对控制级进行建模, 所获模型为不完整的理想模型。文献[5]运用时间平均等效原理, 虽建立了包含功率级与控制级在内的交流完整小信号模型, 但没有考虑元器件寄生电阻等非理想因素, 仍属于理想模型。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61561007); 遵义市科技局基金资助项目(遵市科合HZ字[2020]22号);

贵州省教育厅基金资助项目(黔教合KY字[2016]254号)

作者简介: 阎昌国(1987—), 男, 硕士, 讲师, Email: yan4651@126.com

文献[6]基于非线性动力学理论,虽考虑了部分元件的寄生电阻,但所建模型为离散迭代映射模型,不便于直接指导实际电路的设计。鉴于此,本文在上述文献的基础上,提出了一种基于峰值电流控制的非理想交错 Boost 变换器设计方案。该方案考虑了各元器件寄生电阻、二极管寄生电压、电感电流纹波等非理想因素的影响。文中运用时间平均等效原理,获得了峰值电流控制连续导电模式(continuous conduction mode, CCM)下非理想交错 Boost 变换器完整的交流小信号模型,通过将该模型与传统理想模型对比分析,证实了所建模型较之传统理想模型更为精确。同时,所提方案的正确性与可行性也通过了实验的验证。

1 系统方案

图1为本文提出的一种峰值电流控制非理想交错 Boost 变换器系统设计方案,它由主电路功率级、电压控制器与峰值电流控制器三部分构成。主电路为非理想交错 Boost 变换器,由带寄生电阻 R_{L1}, R_{L2} 的非理想电感 L_1, L_2 , 带寄生电阻 R_{S1}, R_{S2} 的功率开关管 S_1, S_2 , 带寄生电阻 R_{F1}, R_{F2} 与寄生电压 U_{F1}, U_{F2} 的二极管 D_1, D_2 及带寄生电阻 R_C 的电容 C 组成。图1中, $G_v(s)$ 为电压控制器补偿网络, clk_1 与 clk_2 为周期等于开关管工作周期 T (其频率用 f 表示)、相位相差 180° 的时钟脉冲信号,目的是使两个 RS 触发器的置位输出相差半个周期,实现交错控制。

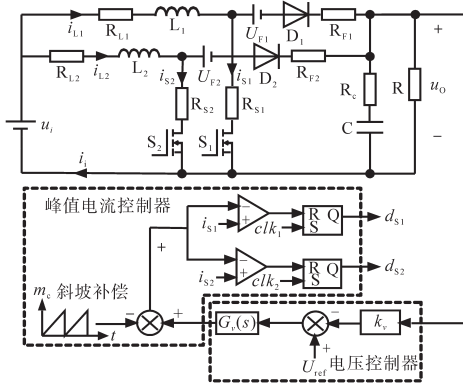


图1 系统方案
Fig.1 System plan

2 建模

2.1 功率级建模

为简化分析,假定电感 $L_1=L_2=L$, 寄生电阻 $R_{L1}=R_{L2}=R_L$, $R_{S1}=R_{S2}=R_S$, $R_{F1}=R_{F2}=R_F$, 瞬时占空比 $d_{S1}=d_{S2}=d$ 。由于主电路交错 Boost 变换器在结构上可

以看成是由两个基本 Boost 并联构成,因此,在电感电流纹波的影响下,按照文献[7],可将 CCM 下交错 Boost 变换器各非理想参数折算到各自对应的电感支路。同时,根据时间平均等效原理^[8],用受控电流源 di_L 替换开关管 S_1 与 S_2 ,用受控电压源 du_o 替换二极管 D_1 与 D_2 。于是,得到了如图2所示的等效电路。

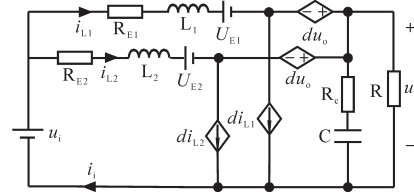


图2 等效的主电路

Fig.2 Equivalent main circuit

图2中, U_E 为 U_F 折算后的等效电压, R_E 为除 R_C 外的各寄生电阻折算后的等效电阻,其折算关系式分别为

$$U_E = (1 - D)U_F \quad (1)$$

$$R_E = [R_L + DR_S + (1 - D)R_F](1 + r^2/3) \quad (2)$$

其中

$$r = \Delta i_L / I_L$$

$$I_L = U_o / 2(1 - D)R$$

$$D = \frac{U_o + U_F - U_i + (R_L + R_F)I_L(1 + r^2/3)}{U_o + U_F + (R_F - R_S)I_L(1 + r^2/3)} \quad (3)$$

式中: r 为电感电流纹波率^[9]; Δi_L 为电感电流纹波; I_L 为电感电流直流分量; D 为占空比 d 的稳态值。

对图2引入交流小信号扰动^[10],即令瞬时值: $d = D + \hat{d}$, $u_i = U_i + \hat{u}_i$, $u_o = U_o + \hat{u}_o$, $i_L = I_L + \hat{i}_L$, $\hat{d}, \hat{u}_i, \hat{u}_o, \hat{i}_L$ 分别为对应直流分量 D, U_i, U_o, I_L 的交流扰动分量,经分离扰动,忽略直流分量、交流二次分量 $\hat{d}\hat{i}_L$ 与 $\hat{d}\hat{u}_o$ 后,得到如图3所示的交流小信号等效电路。

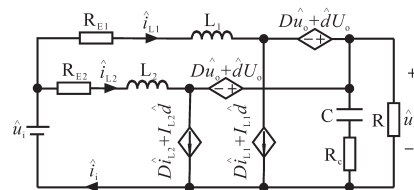


图3 交流小信号等效电路

Fig.3 AC small signal equivalent circuit

对图3进行拉普拉斯变换,可得

$$\begin{cases} (Ls + R_E)\hat{i}_L(s) = \hat{u}_i(s) - (1 - D)\hat{u}_o(s) + U_o\hat{d}(s) \\ \frac{sC}{1 + sCR_C}\hat{u}_o(s) = 2(1 - D)\hat{i}_L(s) - 2I_L\hat{d}(s) - \frac{\hat{u}_o(s)}{R} \end{cases} \quad (4)$$

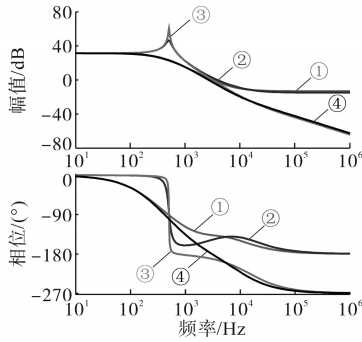


图6 $G_3(s)$ 的Bode图
Fig.6 Bode diagram of $G_3(s)$

由图6可以看出:对比工况①与工况③可知,两种模型在转折频率处有较大的差异,该差异主要表现为谐振峰值的大小不同;对比工况②与工况③、工况③与工况④可知,增大 R_c 对变换器的高频特性有影响,而对谐振峰值的改善并不明显;而当增大 R_e 时,该谐振峰值会大大减小,相角变化也会变缓,说明该差异是由变换器的寄生参数所引起的,从而证实了本文所建立的模型较之传统理想模型更为准确,更能反映电路的实际工作情况。

3.2 环路设计

在图5中,令 $\hat{u}_i = 0$,可得系统等功率级传递函数:

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} = \frac{F_a G_3(s)}{1 + F_a [G_4(s) + F_c k_i G_3(s)]} \quad (16)$$

式中: k_i 为电流采样系数。

根据文献[12],采用等效分析法,将峰值电流控制级用等效功率级代替,新的功率级与电压控制级组成了如图7所示的等效单环控制系统。则可得等效后的开环传递函数 $T_o(s)$ 为

$$T_o(s) = k_v G_v(s) G_{vc}(s) \quad (17)$$

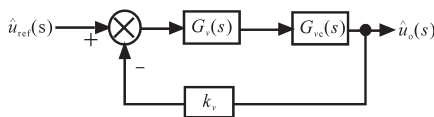


图7 等效单环控制系统
Fig.7 Equivalent single loop control system

由文献[13]可知,补偿前, $T_o(s)$ 存在穿越频率过低、相位裕量较大的缺点。为提高系统响应速度与动态性能,选用了单零点双极点型控制器 $G_v(s)$ 来进行补偿。根据文献[14]的补偿方法,选取 $k_i=0.025$, $k_v=0.125$,得到补偿结果如图8所示。

由图8可以看出,补偿前,系统穿越频率约为

259 Hz,相位裕量约为 102° ;补偿后,系统穿越频率约为6 kHz,相位裕度约为 60° ,增益裕量约为10 dB,满足稳定设计要求。

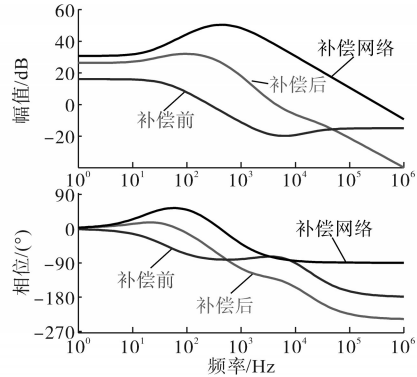


图8 $T_o(s)$ 的Bode图
Fig.8 Bode diagram of $T_o(s)$

4 实验结果

峰值电流控制的非理想交错Boost变换器实验参数如下: $u_i=10.8\text{ V}$, $u_o=20\text{ V}$, $R=20\ \Omega$, $L=125\ \mu\text{H}$, $R_L=0.67\ \Omega$, $C=470\ \mu\text{F}$, $R_c=0.1\ \Omega$, $R_s=0.055\ \Omega$, $R_F=0.025\ \Omega$, $U_F=0.4\text{ V}$, $f=50\text{ kHz}$, $r=0.4$, $m_3=0.75m_2$,实测波形如图9所示。

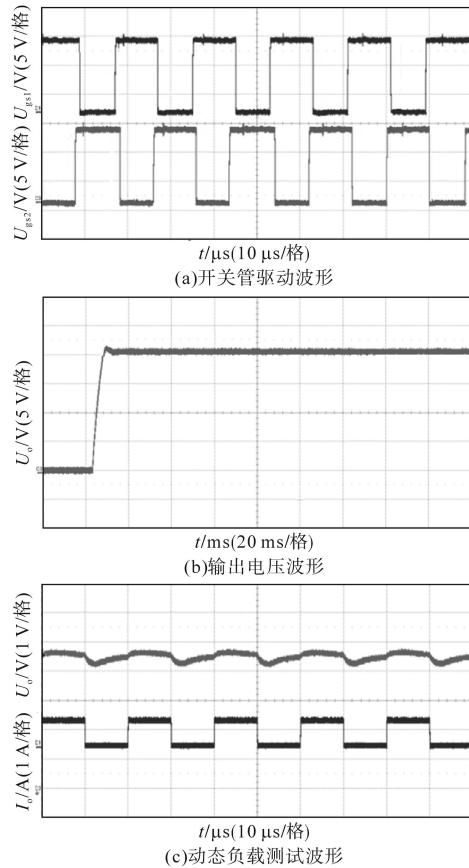


图9 实验波形

Fig.9 Experimental waveforms

图9a为开关管 S_1, S_2 的驱动波形 U_{gs1}, U_{gs2} ,由图9可知,一个周期内,开关管是在 S_1 通 S_2 通、 S_1 通 S_2 断与 S_1 通 S_2 通、 S_1 断 S_2 通之间重复切换,这与文献[6]中 $D>0.5$ 时的工作状态分析一致,说明系统能正确实现交错控制。图9b为系统起机时的输出电压波形 U_o ,由图可知,系统输出延迟时间短,约为5 ms,输出无明显震荡现象,超调小,超调量约为5.8%。说明基于上述理论分析与环路设计,系统具有良好的稳态性能。图9c为带50 Hz、0~1 A动态负载下的输出电压测试波形,由图可知,输出电压 U_o 在负载电流 I_o 切换瞬间能快速响应,且无过冲现象,波动峰峰值约为0.54 V。说明基于上述理论分析与环路设计,系统具有动态响应快,输出电压波动小的优点。

5 结论

基于对实际电路准确建模的需求,在考虑各元器件寄生电阻、二极管寄生电压、电感电流纹波等非理想因素的影响下,本文提出了一种峰值电流控制的非理想交错Boost变换器系统设计方案。通过对系统功率级与控制级的精确建模,得到了CCM下系统完整的交流小信号模型,模型直观明确,更能准确反映实际电路的工作情况。同时,基于该模型,完成了控制环路设计,并通过实验证实了该方案的正确性与可行性。

参考文献

- [1] Choi D, Choi M, Kim J. Effect of organic fuel on high-frequency magnetic properties of Fe- Al_2O_3 composite powders synthesized by a combustion method[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(11):1-4.
- [2] 熊泽成,尹强,任晓丹,等.高增益隔离DC/DC变换器的研究[J].电气传动,2017,47(12):39-43.
- [3] 朱子庚,李彩生,黄栋杰,等.一种软开关交错并联PFC变换器[J].电气传动,2016,46(11):65-68.
- [4] 艾建坤,秦会斌.一种交错并联型Boost PFC的建模与设计[J].电子器件,2016,39(6):1537-1542.
- [5] 阎昌国,龚仁喜,刘小雍.基于峰值控制的交错Boost变换器建模与设计[J].科学技术与工程,2017,17(2):44-48.
- [6] 谢玲玲,龚仁喜,李崎勇.光伏发电最大功率点跟踪交错并联Boost变换器的动力学特性分析[J].中国电机工程学报,2013,33(6):38-45,7.
- [7] 许晓琳,解光军.一种CCM模式下非理想Boost变换器的建模方法[J].合肥工业大学学报(自然科学版),2011,34(2):205-207,220.
- [8] 周国华,许建平,吴松荣.开关变换器建模、分析与控制[M].北京:科学出版社,2016.
- [9] 李永超,胡雪峰,李琳鹏,等.一种零电流纹波交错Boost变换器[J].电源学报,2018,16(1):24-29.
- [10] 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.
- [11] Erickson R W, Maksimovic D. Fundamentals of power electronics[M]. 2nd Edition. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [12] 古龙瑞,刘彦呈,张勤进,等.非理想Buck变换器的分析与设计[J].电力系统及其自动化学报,2017,29(12):126-129.
- [13] 李军,张章,杨依忠,等.峰值电流模式非理想Boost变换器建模[J].电子器件,2012,35(2):184-189.
- [14] Sanjaya Maniktala. Intuitive analog to digital control loops in switchers: part 1[M]. South Carolina: Create Space Independent Publishing Platform, 2015.

收稿日期:2020-05-27

修改稿日期:2020-06-09