

一种非理想Boost变换器控制方法的研究与实现

Study and Realization of A Control Method for Non-ideal Boost Converter

但星亭 孙立萌 / 中航工业西安飞计算所

摘要: 为改善实际Boost变换器在大信号扰动下的控制性能,以CCM非理想Boost变换器为控制对象,提出一种PWM复合控制策略。应用补偿策略设计了非理想Boost变换器的前馈跟踪器,在此基础上引入了电流P型调节器和电压PID调节器,构成最终的PWM控制器。仿真和实验均表明,该控制策略不仅有效解决了非理想Boost变换器寄生损耗精确补偿的问题,而且提高了Boost变换器输出电压在大信号扰动下的动态响应。

Abstract: In order to improve the control performance of practical boost converter as the large signal disturbance occurs, takes non-ideal boost converter which running in CCM as the control object, a complex PWM control strategy of duty cycle is proposed in this paper. Both Simulation and test results indicate that the control strategy can not only resolve the problem that how to compensate the parasitical waste exactly of non-ideal boost converter effectively, but also improve the dynamic response of output voltage when the large signal disturbance occurs.

关键词: 非理想Boost变换器; 大信号扰动; 前馈跟踪器

Keywords: non-ideal boost converter; large signal disturbance; feed-forward tracker

0 引言

近年来,随着电子技术的高速发展,以DC/DC变换器为转换核心的开关电源已经深入应用到各个领域,存在大信号扰动的场合对电源的输出波形提出了苛刻的要求。因此,研究大信号扰动条件下的开关变换器控制策略,一直是电力电子领域的研究热点。

作为DC/DC开关变换器的一种基本拓扑,Boost变换器将幅值较低的输入直流电压变换为幅值较高的输出直流电压。由于输出电压对占空比存在非最小相位特性^[1],给传统模拟控制器的设计带来很大不便,使得Boost变换器的控制复杂化。基于传统小信号理想平均模型的单、双环模拟控制器难以满足大信号扰动条件下Boost变换器的动态性能和稳态特性的要求^[2],而且实际

Boost变换器存在着不可忽视的寄生损耗^[3],因此很有必要研究大信号扰动下非理想Boost变换器的控制策略。

基于以上考虑,本文首先通过分析非理想Boost变换器的寄生特性,利用功率平衡原理,设计了寄生损耗补偿策略的前馈跟踪器。在此基础上通过设计电流P型调节器与电压PID控制器来达到改善变换器大信号扰动下动态、稳态控制性能的目的。

1 非理想Boost变换器寄生损耗分析

1.1 假设

1) 为了分析非理想Boost变换器的稳态寄生损耗,变换器中非理想元件的寄生参数只考虑串联等效电阻,如图1所示。

2) 考虑到实际电路中电容寄生电

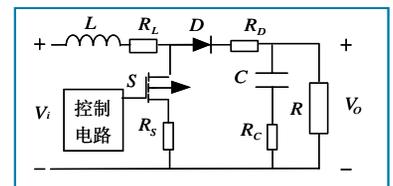


图1 非理想Boost变换器电路

阻较小,而且它只影响输出电压的高频特性(纹波)^[3],所以忽略 R_C ,不会对稳态模型造成很大影响。

3) 假设线路中的寄生电阻全部集中在电感上,则通过平均化处理可得电感的等效寄生电阻为:

$$\begin{aligned} RL &= R_L + D_1 \cdot R_S + (1 - D_1) \cdot R_D \\ &= (R_L + R_S) \cdot D_1 + (R_L + R_D) \cdot (1 - D_1) \\ &= R_{LS} \cdot D_1 + R_{LD} \cdot (1 - D_1) \end{aligned} \quad (1)$$

式中, R_L 为电感串联等效电阻; D_1 为导通占空比; R_S 为功率管导通内阻; R_D 为二极管正向导通内阻; R_{LS} 为电

与功率管的内阻之和; R_{LD} 为电感与二极管的内阻之和。

从功率平衡角度出发,应用平均法思想对非理想Boost变换器进行稳态分析,假设平均电感电流与平均输出电压分别为 IL 与 V_o ,则非理想Boost变换器的输入功率、输出功率^[4]、寄生功率损耗分别为

$$P_{in} = V_i \cdot IL = V_i \cdot I_o / (1 - D_1)$$

$$P_{out} = V_o^2 / R$$

$$P_{loss} = RL \cdot IL^2 = RL \cdot (I_o / (1 - D_1))^2$$

将以上三式代入功率平衡方程得

$$RL \cdot \frac{V_o}{R \cdot (1 - D_1)^2} = \frac{V_i}{1 - D_1} - V_o \quad (2)$$

则稳态变换器升压比计算公式为

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{oref}}{V_i} = \frac{(1 - D_1) \cdot R}{RL + (1 - D_1)^2 \cdot R}$$

如图2所示,对Boost变换器来说,不同寄生参数水平 RL/R 对应着不同的升压比曲线,由此可知,非理想Boost变换器升压特性与其寄生损耗有着密切的关系,设计非理想Boost变换器的补偿控制策略对输出电压的控制精度提高有着非常重要的意义。

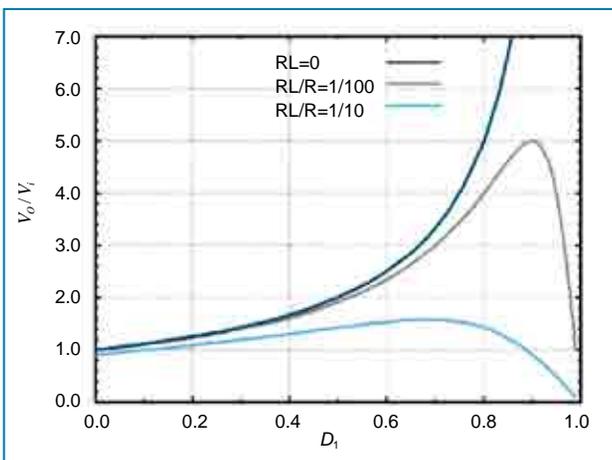
1.2 寄生损耗的补偿

为了获得较高的补偿精度,本文基于非理想Boost变换器功率模型对寄生损耗实施补偿策略,将式(1)代入方程(2)可解出补偿的期望跟踪占空比的离散控制律

$$D_w(k) = 1 - \left(\frac{V_i(k)}{2 \cdot V_{oref}(k)} - \frac{R_{LD} - R_{LS}}{2 \cdot R(k)} \right) - \sqrt{\left(\frac{V_i(k)}{2 \cdot V_{oref}(k)} - \frac{R_{LD} - R_{LS}}{2 \cdot R(k)} \right)^2 - \frac{R_{LS}}{R(k)}} \quad (3)$$

则补偿后的电感电流平均参考值为

$$IL_R(k) = \frac{V_{oref}(k)}{R(k) \cdot (1 - D_R(k))} \quad (4)$$



2 控制器设计

如图3所示,将可测的输入扰动和负载扰动送入由算式(3)、(4)构成的非线性前馈跟踪器中,实时跟踪变换器的稳态工作点(D_w, IL_w)。本文利用电感电流P型误差调节器与输出电压PID调节器形成控制占空比 D 的反馈调节信号。

电流P调节器算法:

$$ILP(k) = K_p \cdot (IL_R(k) - IL_{ave}(k-1))$$

式中, K_p 为电流误差调节器系数; IL_{ave} 为电感电流采样平均值。

输出电压PID调节器算法:

$$V_oPID(k) = K_p \cdot error_p(k-1) + K_i \cdot error_i(k-1) + K_d \cdot error_d(k-1)$$

式中, $error_p(k-1) = V_{oref}(k-1) - V_o(k-1)$,

$error_i(k-1) = error_i(k-2) + error_p(k-1) \cdot T_s$,

$error_d(k-1) = (error_p(k-1) - error_p(k-2)) / T_s$,

K_p 为比例调节器系数, K_i 为积分调节器系数, K_d 为微分调节器系数, T_s 为采样周期。

则最终的PWM控制器的离散控制律为:

$$D(k+1) = D_w(k) + ILP(k) + V_oPID(k) \quad (5)$$

采用开环系统功率平衡原理进行辨识,辨识算法没有嵌入到控制算法中,实施控制之前必须完成辨识过程,控制过程中不再对寄生参数作调整。辨识算法如下。

利用功率平衡方程 $P_{loss} = P_{in} - P_{out}$ 构造两个开环方程:

$$RL_1 = \frac{P_{in1} - P_{out1}}{IL_1^2} = \frac{V_i \cdot IL_1 - V_{o1}^2 / R}{IL_1^2}$$

$$RL_2 = \frac{P_{in2} - P_{out2}}{IL_2^2} = \frac{V_i \cdot IL_2 - V_{o2}^2 / R}{IL_2^2}$$

电流连续模式(CCM)下,令 $R_{LS} = R_L + R_S$, $R_{LD} = R_L + R_D$,由

于 $D_{on} + D_{off} = 1$,所以有

$$RL = R_L + R_S \cdot D_{on} + R_D \cdot D_{off} = R_{LS} \cdot D_{on} + R_{LD} \cdot D_{off}$$

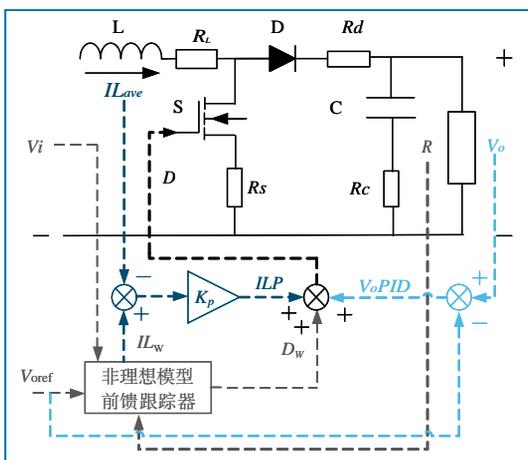


图2(左) 寄生电阻对稳态特性的影响

图3(右) 控制器原理图

由 $RL = R_{LS} \cdot D_{on} + R_{LD} \cdot D_{off}$ 可推出:

$$\begin{bmatrix} R_{LS} \\ R_{LD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 & 1-d_1 \\ d_2 & 1-d_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} RL_1 \\ RL_2 \end{bmatrix}$$

3 仿真与分析

Boost变换器仿真参数为:输入电压 $V_i=5V$, 输出参考电压 $V_{oref} = 12V$, 负载电阻 $R=10\Omega$, 输入电感 $L=100\mu H$, 输出滤波电容 $C=100\mu F$, 开关频率 $f=100kHz$ 。电感内阻 $R_L=130m\Omega$, 电容内阻 $R_C=1m\Omega$, 功率管导通内阻 $R_S=44m\Omega$, 二极管正向导通压降 $V_D=1.4V$ 。

为了研究控制器的大信号瞬态响应特性,模拟实际环境中的典型瞬态,在0~60ms的仿真时间段内增加以下三种大信号瞬态过程。

- 1) 输入瞬变:15ms时刻 $V_i=5V \rightarrow 7V$, 20ms时刻 $V_i=7V \rightarrow 5V$ 。
- 2) 负载瞬变:30ms时刻 $R=10\Omega \rightarrow 20\Omega$, 35ms时刻 $R=20\Omega \rightarrow 10\Omega$ 。
- 3) 参考瞬变:45ms时刻 $V_{oref} = 12V \rightarrow 15V$, 53ms时刻 $V_{oref} = 15V \rightarrow 12V$ 。

同时,为了模拟电路系统寄生参数变化对控制器造成的影响,以及评定控制器对电路系统寄生参数变化的鲁棒性,在仿真的第10ms时刻使电路的系统寄生参数发生如下瞬变:

$$R_L = 0.14\Omega \rightarrow 0.16\Omega, R_S = 0.02\Omega \rightarrow 0.05\Omega, V_D = 1.43V \rightarrow 0.9V。$$

在MATLAB仿真环境下,以m的文件形式编程,建立非理想Boost变换器离散迭代仿真模型。为了对比本文数字控制算法的控制效果,先后进行了三次Boost变换器控制系统仿真,分别给出了各仿真波形图和性能参数统计表。仿真过程中的前6ms属于开环辨识阶段,6ms以后投入闭环控制策略。

仿真一采用理想前馈跟踪策略式 $D(k+1)=1-V_i(k)/V_{oref}(k)$ 控制PWM占空比,波形如图4(a)所示,仿真过程中的瞬、稳态性能参数如表1所示。

仿真二采用非理想前馈跟踪策略式(3)控制PWM占空比,波形如图4(b)所示,仿真过程中的瞬、稳态性能参数如表2所示。

仿真三采用非理想前馈跟踪策略与电流模式结合的算法式(5)控制PWM占空比,控制器参数选取 $K_{ILp}=0.06, K_p=0.01, K_i=0.01, K_d=0$, 波形如图4(c)所示,仿真过程中的瞬、稳态性能参数如表3所示。

表1~表3中调节时间均定义为响应到达并保持在终值的0.1%范围内所需的最短时间。

从仿真结果的波形图以及统计的系统输出性能参数表中可以看出,采用非理想模型补偿策略设计的占空比前馈跟踪

器有效补偿了实际变换器的寄生损耗,有效提高了实际变换器输出电压的稳态精度;引入电流模式调节器,改善了控制系统在大信号扰动下的动态特性,同时提高了电路寄生参数变化的系统鲁棒性。

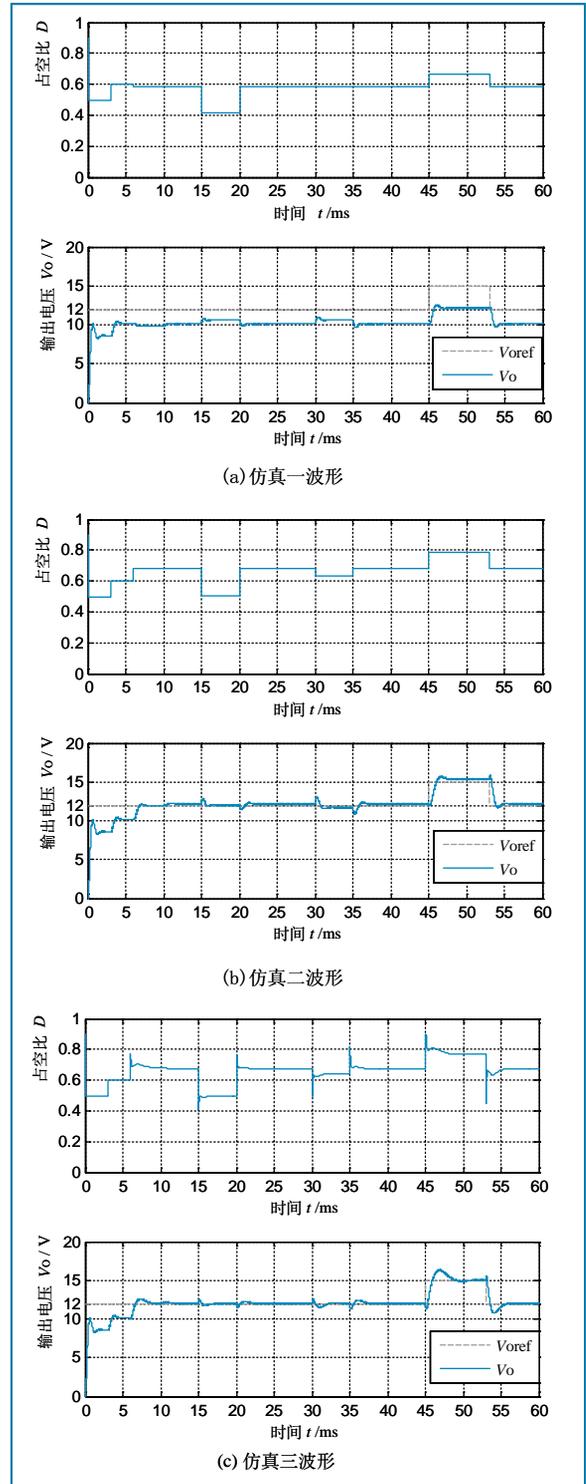


图4 控制占空比与输出电压仿真波形

表1 系统输出性能参数(仿真一)

瞬态类型	调节时间、超调	稳态值
$V_i: 5V \rightarrow 7V$	2ms, 2.2%	10.59V
$R: 20\Omega \rightarrow 10\Omega$	2.6ms, 4.5%	10.11V
$V_{oref}: 12V \rightarrow 15V$	3.5ms, 3%	12.15V

表2 系统输出性能参数(仿真二)

瞬态类型	调节时间、超调	稳态值
$V_i: 5V \rightarrow 7V$	2.5ms, 6.8%	12.03V
$R: 20\Omega \rightarrow 10\Omega$	3ms, 10.5%	12.18V
$V_{oref}: 12V \rightarrow 15V$	4ms, 1.8%	15.37V

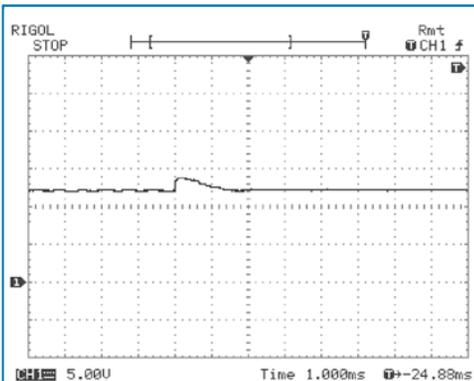
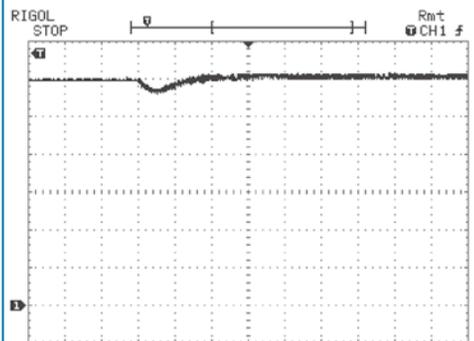
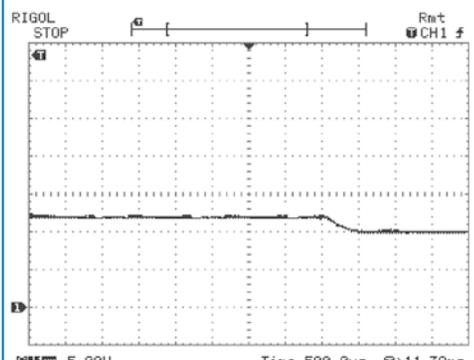
(a) 输入瞬变 ($V_i=5V \rightarrow 7V, R=10\Omega, V_{oref}=12V$)(b) 负载瞬变 ($R=20\Omega \rightarrow 10\Omega, V_i=5V, V_{oref}=12V$)(c) 参考电压瞬变 ($V_{oref}=12V \rightarrow 10V, R=10\Omega, V_i=5V$)

图5 输出电压实验波形

表3 系统输出性能参数(仿真三)

瞬态类型	调节时间、超调	稳态值
$V_i: 5V \rightarrow 7V$	2.5ms, 3.9%	11.99V
$R: 20\Omega \rightarrow 10\Omega$	3ms, 5.6%	11.99V
$V_{oref}: 12V \rightarrow 15V$	6ms, 8.6%	15.01V

表4 实验器件详细参数

实验器件	详细参数
负载电阻	$P=50W, R=10.2\Omega$
电感	$ESR=130m\Omega$
输出电容	电解电容, $100\mu F, 100V$
功率开关	IRF540N, $R_d(ON)=44m\Omega$,
二极管	DSE160-10A, $R_t=6.1m\Omega$

表5 控制器实验性能参数

瞬态类型	调节时间、超调	稳态值
$V_i: 5V \rightarrow 7V$	2ms, 16%	11.99V
$R: 20\Omega \rightarrow 10\Omega$	1ms, 1.6%	11.98V
$V_{oref}: 12V \rightarrow 10V$	0.5ms, 0%	10.02V

4 实验验证

为了验证本文控制算法的可实现性,在DSP2812平台上实现了该控制算法,并搭建实际电路进行联机实验。实验参数与仿真条件参数相同,实验主电路器件的详细参数如表4所示。进行闭环实验时利用式(5)产生下一个周期占空比控制信号,控制器参数取 $K_{IL}=0.0078125, K_p=0.0015625, K_i=150, K_d=0$,图5(a)、(b)、(c)分别是输出电压在输入瞬变、负载瞬变、期望瞬变等瞬态条件下的实验波形,控制器实验性能参数如表5所示。

从实验结果可以看出,采用本文提出的控制策略设计的数字控制器使Boost变换器达到了0.17%的稳态精度,保证了变换器在启动过程和跟随过程中输出电压无超调,调节时间较短,而且保证了大信号瞬变(输入瞬变和负载瞬变)下的系统稳定与优越的动态性能。

5 结论与展望

本文以CCM模式下的非理想Boost变换器为研究对象,对变换器

的输出特性以及寄生参数所引起的功率损耗进行了理论分析,基于非理想Boost变换器功率平衡模型,对寄生损耗实施补偿策略,导出了补偿策略的表达式算法,用该算法设计了非理想Boost变换器前馈跟踪器,解决了非理想变换器寄生损耗的补偿问题;从电流模式调节策略出发,引入了电流P型调节器与电压PID调节器,构成了最终的PWM控制器,提高了大信号扰动下的系统动态、稳态性能。通过仿真与实验分别验证了该控制方法对非理想Boost变换器的大信号扰动控制的有效性与其可行性。

本文的控制策略简单有效,比较容易通过数字化控制器实现,继续研究该控制策略对其他DC/DC变换器拓扑以及电流断续模式(DCM)的适用性具有重要的理论意义。

参考文献

- [1] Mohan. Powerelectronics—Converters, Applications and Design [M]. 第3版. 北京:高等教育出版社,2003年.
- [2] 张涌萍,张波,陈斌,胡宗波.基于双线性系统理论的Boost DC/DC变换器新型控制策略[J].电工技术学报,2006,21(7):109~114.
- [3] 张占松.开关电源的原理与设计[M].北京:电子工业出版社,1999.
- [4] 蔡宣三,龚绍文.高频功率电子学直流—直流变换部分[M].北京:科学出版社,1993.

作者简介

但星亭,工程师,从事机载计算机电源研发工作,目前主要从事科研计划管理工作。