

两级反向耦合交错并联Boost变换器纹波电流分析

邹爱龙^{1,2}, 孙楠楠^{1,2}, 付有良^{1,2}, 王朋辉^{1,2}, 刘志鹏^{1,2}

¹内燃机与动力系统全国重点实验室, 山东 潍坊

²潍柴动力股份有限公司, 山东 潍坊

收稿日期: 2023年10月13日; 录用日期: 2023年12月14日; 发布日期: 2023年12月22日

摘要

本文对两级耦合交错并联Boost电路的模型进行了分析, 分析了电路的开关模态, 介绍了不同开关模态下电流变化率、电流纹波的计算方法。计算分析了系统参数对电流纹波的影响。本文介绍的方法同样适用于单级耦合交错并联Boost电路和普通交错并联Boost电路的模型分析。本文介绍的分析方法对交错并联Boost电路的系统分析和设计具有重要参考价值。

关键词

耦合, 交错并联, Boost变换器, 模型分析

Ripple Current Analysis of Two-Stage Reverse Coupled Interleaved Boost Converter

Ailong Zou^{1,2}, Nannan Sun^{1,2}, Youliang Fu^{1,2}, Penghui Wang^{1,2}, Zhipeng Liu^{1,2}

¹National Key Laboratory of Internal Combustion Engine and Power System, Weifang Shandong

²Weichai Power Co., Ltd., Weifang Shandong

Received: Oct. 13th, 2023; accepted: Dec. 14th, 2023; published: Dec. 22nd, 2023

Abstract

This paper analyzes the two-stage coupled interleaved boost circuit model, analyzes the switch modes of the circuit, and describes the calculation methods for the rate of current change and current ripple under different switching modes. The calculation analyzes the effect of system parameters on the current ripple. The methods described in this paper are also applicable for mod-

eling single-stage coupled interleaved and common interleaved parallel boost circuits. The analytical methods described in this paper are important reference points for the system analysis and design of interleaved parallel Boost circuits.

Keywords

Coupling, Interleaved, Boost Converter, Model Analysis

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着氢燃料电池的不断发展,交错并联 Boost 变换器作为一种大功率非隔离 DC/DC 变换器被广泛应用于燃料电池输出端的电能变换和控制中。交错并联 Boost 变换器可以有效降低输入输出的电流纹波,便于进行功率扩展[1]。但是由于 Boost 变换器的输入电感流过较大的直流电流,因此其磁芯中存在较大的直流磁通分量,这样会增加磁芯的体积。为了解决这个问题,单级电感耦合两相交错并联 Boost 电路被提出[2],它可以减小磁芯中磁通,从而可以减小磁芯体积[3],同时可以提高对电流纹波的抑制能力[4]。本文在已有的单级两相耦合交错并联 Boost 电路的基础上,增加一级耦合电感,形成具有两级耦合电感的四相交错并联 Boost 电路。这样设计可以进一步减小电感的磁芯磁通,减小电感体积;进一步减小电感上的电流纹波,减小磁芯损耗。

2. 电路拓扑和开关时序

$$\begin{cases} k_p = \frac{M_p}{L_p} \\ k_c = \frac{M_c}{L_c} \end{cases} \quad (1)$$

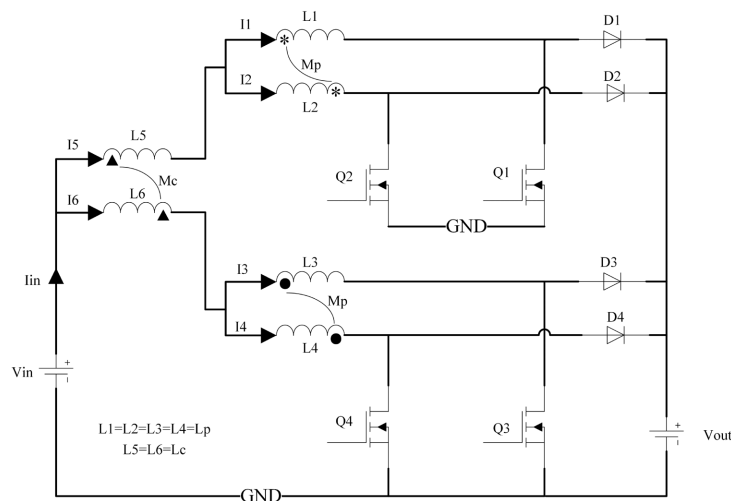


Figure 1. Two-stage reverse coupled interleaved boost converter
图 1. 两级反向耦合交错并联 Boost 变换器

如图 1 所示为两级耦合交错并联 Boost 电路。每一个 Boost 电路为一相，两相相互耦合的交错并联 Boost 称为一路，两路相互耦合的交错并联 Boost 称为一组。第一相和第二相 Boost 电路输入滤波电感 L1 和 L2 反向耦合，第三相和第四相 Boost 电路输入滤波电感 L3 和 L4 反向耦合。L1、L2、L3、L4 电感值相同，都等于 L_p 。每一路的输入耦合电感 L5 和 L6 反向耦合，L5、L6 电感值相同，都等于 L_c 。L1 与 L2，L3 与 L4 之间的耦合系数为 k_p ，互感为 M_p 。L5 和 L6 之间的耦合系数为 k_c ，互感为 M_c 。互感系数和互感的的关系为：

Q1, Q2, Q3, Q4 的驱动信号分别为 G1, G2, G3, G4，四路驱动信号的相位分别为 0° , 180° , 90° , 270° ，如图 2 所示。

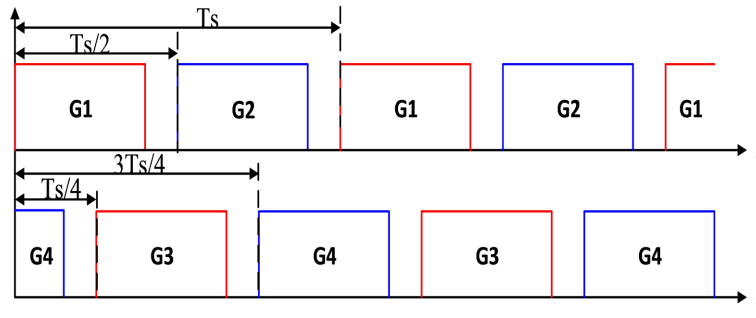


Figure 2. Drive signal timing diagram
图 2. 驱动信号时序图

3. 电路模型分析

由图 1 可以得出电流之间的关系为：

$$\begin{cases} i_5 = i_1 + i_2 \\ i_6 = i_3 + i_4 \end{cases} \quad (2)$$

电流的变化率为：

$$\begin{cases} \frac{di_5}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_6}{dt} = \frac{di_3}{dt} + \frac{di_4}{dt} \end{cases} \quad (3)$$

令 $\frac{di_n}{dt} = k_n$ ($n=1,2,\dots,6$)， k_n 为电流 i_n 的电流变化率。则(3)式可写成：

$$\begin{cases} k_5 = k_1 + k_2 \\ k_6 = k_3 + k_4 \end{cases} \quad (4)$$

假设每一路 Boost 电路工作在电流连续模式，根据 KVL 定律，列写每一相的环路电压方程：

$$\begin{cases} L_c(k_1 + k_2) - M_c(k_3 + k_4) + L_p k_1 - M_p k_2 = V_{in} - S_1 V_{out} \\ L_c(k_1 + k_2) - M_c(k_3 + k_4) + L_p k_2 - M_p k_1 = V_{in} - S_2 V_{out} \\ L_c(k_3 + k_4) - M_c(k_1 + k_2) + L_p k_3 - M_p k_4 = V_{in} - S_3 V_{out} \\ L_c(k_3 + k_4) - M_c(k_1 + k_2) + L_p k_4 - M_p k_3 = V_{in} - S_4 V_{out} \end{cases} \quad (5)$$

其中 S_x 为开关函数，

$$S_x = \begin{cases} 1 & Q_x \text{ ON} \\ 0 & Q_x \text{ OFF} \end{cases} \quad (x=1,2,3,4) \quad (6)$$

在不同的开关状态下，确定 S_x 的值，然后带入到式(5)中，解方程组即可以得到不同状态下电流的变化率。

4. 开关模态分析

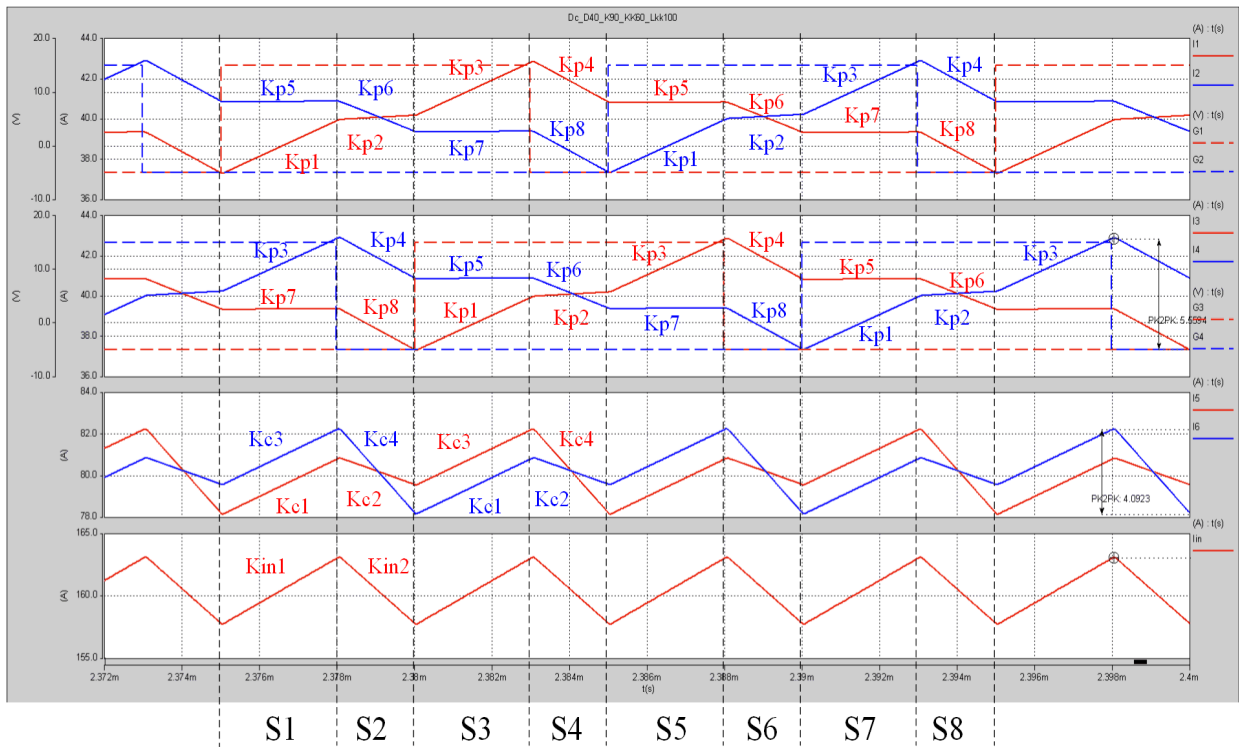


Figure 3. Current simulation wave and 8 switch modes

图 3. 电流仿真波形和 8 个开关模态

Table 1. The current rate of change in different switch modes

表 1. 不同开关模态下电流变化率

开关模态	I1 变化率	I2 变化率	I3 变化率	I4 变化率	I5 变化率	I6 变化率	Iin 变化率
S1	K_{p1}	K_{p5}	K_{p7}	K_{p3}	K_{c1}	K_{c3}	K_{in1}
S2	K_{p2}	K_{p6}	K_{p8}	K_{p4}	K_{c2}	K_{c4}	K_{in2}
S3	K_{p3}	K_{p7}	K_{p1}	K_{p5}	K_{c3}	K_{c1}	K_{in1}
S4	K_{p4}	K_{p8}	K_{p2}	K_{p6}	K_{c4}	K_{c2}	K_{in2}
S5	K_{p5}	K_{p1}	K_{p3}	K_{p7}	K_{c1}	K_{c3}	K_{in1}
S6	K_{p6}	K_{p2}	K_{p4}	K_{p8}	K_{c2}	K_{c4}	K_{in2}
S7	K_{p7}	K_{p3}	K_{p5}	K_{p1}	K_{c3}	K_{c1}	K_{in1}
S8	K_{p8}	K_{p4}	K_{p6}	K_{p2}	K_{c4}	K_{c2}	K_{in2}

如图 3 所示为两级耦合交错并联 Boost 电路的电流仿真波形。从仿真波形可以看出，在一个开关周

期内存在 8 个开关模态，以第一相输入电流 I_1 为参考，在 8 个开关模态下 I_1 的变化率 k_1 分别为 K_{p1} , K_{p2} , \dots , K_{p8} ，其它三相的输入电流与第一相的输入电流波形相同，只是相差固定的相位。电流 I_5 和 I_6 的变化周期为 $T_s/2$ ，分为 4 个变化阶段，每个阶段的电流变化率分别为 K_{c1} , K_{c2} , K_{c3} , K_{c4} 。总输入电流的变化周期为 $T_s/4$ ，分为 2 个变化阶段，每个阶段的电流变化率为 K_{in1} 和 K_{in2} 。不同开关模态下的各个电流的变化率如表 1 所示。

4.1. 不同开关模态下的电流变化率计算

通过表 1 可以看出，只要对开关模态 S1 和 S2 进行计算就可以得到所有开关模态下的电流变化率。本文总结计算了不同占空比时所有开关模态下电流变化率，计算结果如表 2 和表 3 所示，其中 d 为开关管占空比。

Table 2. Variable definition

表 2. 变量定义

变量符号	变量表达式
K_a	$K_a(d, V_{out}, L_p, k_p, L_c, k_c) = \frac{(1-d)V_{out} - V_{out} + V_{out} \frac{L_c k_c}{2L_c(1+k_c) + L_p(1-k_p)}}{2L_c(1-k_c) + L_p(1-k_p)}$
K_b	$K_b(V_{out}, L_p, k_p, L_c, k_c) = \frac{V_{out}}{4L_c(1+k_c) + 2L_p(1-k_p)}$
K_c	$K_c(V_{out}, L_p, k_p) = \frac{V_{out}}{2L_p(1+k_p)}$
K_d	$K_d(d, V_{out}, L_p, k_p, L_c, k_c) = \frac{2(1-d)V_{out} - V_{out}}{4L_c(1-k_c) + 2L_p(1-k_p)}$
K_e	$K_e(d, V_{out}, L_p, k_p, L_c, k_c) = \frac{(1-d)V_{out} - V_{out} \frac{L_c k_c}{2L_c(1+k_c) + L_p(1-k_p)}}{2L_c(1-k_c) + L_p(1-k_p)}$
K_f	$K_f(d, V_{out}, L_p, k_p, L_c, k_c) = \frac{(1-d)V_{out}}{2L_c(1-k_c) + L_p(1-k_p)}$
K_g	$K_g(d, V_{out}, L_p, k_p, L_c, k_c) = \frac{(1-d)V_{out} - V_{out}}{2L_c(1-k_c) + L_p(1-k_p)}$

Table 3. The calculation of current rate of change in different duty

表 3. 不同占空比的电流变化率计算

电流变化率	$0 < d \leq 0.25$	$0.25 < d \leq 0.5$	$0.5 < d \leq 0.75$	$0.75 < d < 1$
K_{p1}	$K_a + K_b + K_c$	$K_c + K_d$	K_e	K_f
K_{p2}	K_g	$K_a + K_b + K_c$	$K_c + K_d$	K_e
K_{p3}	K_a	$K_c + K_d$	$K_e - K_b + K_c$	K_f
K_{p4}	K_g	K_a	$K_c + K_d$	$K_e - K_b + K_c$
K_{p5}	$K_a + K_b - K_c$	$K_d - K_c$	K_e	K_f
K_{p6}	K_g	$K_a + K_b - K_c$	$K_d - K_c$	K_e

Continued

K_{p7}	K_a	$K_d - K_c$	$K_e - K_b - K_c$	K_f
K_{p8}	K_g	K_a	$K_d - K_c$	$K_e - K_b - K_c$
K_{c1}	$2K_a + 2K_b$	$2K_d$	$2K_e$	$2K_f$
K_{c2}	$2K_g$	$2K_a + 2K_b$	$2K_d$	$2K_e$
K_{c3}	$2K_a$	$2K_d$	$2K_e - 2K_b$	$2K_f$
K_{c4}	$2K_g$	$2K_a$	$2K_d$	$2K_e - 2K_b$
K_{in1}	$4K_a + 2K_b$	$4K_d$	$4K_e - 2K_b$	$2K_f$
K_{in2}	$4K_g$	$4K_a + 2K_b$	$4K_d$	$4K_e - 2K_b$

4.2. 不同开关模式的持续时间

4.1.节对不同开关模式下的各个电流的变化率进行了分析和计算。如果再计算出不同模式的持续时间，就可以计算电流变化率在时间上的积分，得到各个电流的纹波电流波形，并计算出电流纹波的峰峰值。本文经过分析计算，得出了开关模式的持续时间如表 4 所示。

Table 4. The duration time of switch modes
表 4. 开关模式的持续时间

开关模式 持续时间	$0 < d \leq 0.25$	$0.25 < d \leq 0.5$	$0.5 < d \leq 0.75$	$0.75 < d < 1$
ΔT_{s1}	dT_s	$(d - 0.25)T_s$	$(d - 0.5)T_s$	$(d - 0.75)T_s$
ΔT_{s2}	$(0.25 - d)T_s$	$(0.5 - d)T_s$	$(0.75 - d)T_s$	$(1 - d)T_s$
ΔT_{s3}	dT_s	$(d - 0.25)T_s$	$(d - 0.5)T_s$	$(d - 0.75)T_s$
ΔT_{s4}	$(0.25 - d)T_s$	$(0.5 - d)T_s$	$(0.75 - d)T_s$	$(1 - d)T_s$
ΔT_{s5}	dT_s	$(d - 0.25)T_s$	$(d - 0.5)T_s$	$(d - 0.75)T_s$
ΔT_{s6}	$(0.25 - d)T_s$	$(0.5 - d)T_s$	$(0.75 - d)T_s$	$(1 - d)T_s$
ΔT_{s7}	dT_s	$(d - 0.25)T_s$	$(d - 0.5)T_s$	$(d - 0.75)T_s$
ΔT_{s8}	$(0.25 - d)T_s$	$(0.5 - d)T_s$	$(0.75 - d)T_s$	$(1 - d)T_s$

5. 纹波电流计算

4.1.节和 4.2.节对不同模式，不同占空比下各个电流斜率和开关模式的持续时间进行了计算。然后通过式(7)来计算各个电流在不同占空比下的纹波电流波形。

$$\tilde{i}_x(t) = \int_0^t k_x(\tau) d\tau \tag{7}$$

计算出纹波电流的波形后，可以根据纹波电流波形计算出纹波电流的峰峰值。因为四相电流波形相同，只是相位相差固定角度。因此本文以第一相电流 I_1 来计算相电流的峰峰值。同理以第 1 路电流 I_5 来计算路电流的峰峰值。通过计算分析和仿真发现，如图 3 所示：相电流纹波的变化周期为一个开关周期，其中 8 个开关模式分别属于电流纹波上升阶段和下降阶段；路电流纹波的变化周期为半个开关周期，其中 4 个开关模式分别属于电流纹波上升阶段和下降阶段；总输入电流纹波的变化周期为四分之一一个开

关周期，其中 2 个开关模态分别属于电流纹波上升阶段和下降阶段。表 5 列出了在一个开关周期内第 1 相纹波电流上升阶段和纹波电流下降阶段包含的开关模态。表 6 列出了在半个开关周期内第 1 路纹波电流上升阶段和纹波电流下降阶段包含的开关模态。表 7 列出了在四分之一开关周期内总输入纹波电流上升阶段和纹波电流下降阶段包含的开关模态。

Table 5. The change stages of phase current I1

表 5. 相电流 I1 的变化阶段

电流纹波 变化阶段	$0 < d \leq 0.25$	$0.25 < d \leq 0.5$	$0.5 < d \leq 0.75$	$0.75 < d < 1$
电流上升阶段	S1	S1~S3	S1~S5	S1~S7
电流下降阶段	S2~S8	S4~S8	S6~S8	S8

Table 6. The change stages of channel current I5

表 6. 路电流 I5 的变化阶段

电流纹波 变化阶段	$0 < d \leq 0.25$	$0.25 < d \leq 0.5$	$0.5 < d \leq 0.75$	$0.75 < d < 1$
电流上升阶段	S1	S1~S3	S1	S1~S3
电流下降阶段	S2~S4	S4	S2~S4	S4

Table 7. The change stages of total current Iin

表 7. 总电流 Iin 的变化阶段

电流纹波 变化阶段	$0 < d \leq 0.25$	$0.25 < d \leq 0.5$	$0.5 < d \leq 0.75$	$0.75 < d < 1$
电流上升阶段	S1	S1	S1	S1
电流下降阶段	S2	S2	S2	S2

通过对各电流在各个模态下的变化率和持续时间的计算分析，以及电流变化阶段的分析计算，可以计算出各电流的峰峰值。以电流上升阶段或下降阶段来计算电流的峰峰值，计算方法如表 8 所示。

Table 8. The calculation of peak-peak current ripple

表 8. 纹波电流峰峰值计算

纹波电流 峰峰值	$0 < d \leq 0.25$	$0.25 < d \leq 0.5$	$0.5 < d \leq 0.75$	$0.75 < d < 1$
输入相电流峰峰值 Δi_p	$K_{p1} * \Delta T_{S1}$	$\sum_{n=1}^3 K_{pn} * \Delta T_{Sn}$	$\sum_{n=6}^8 K_{pn} * \Delta T_{Sn}$	$K_{p8} * \Delta T_{S8}$
输入路电流峰峰值 Δi_c	$K_{c1} * \Delta T_{S1}$	$K_{c4} * \Delta T_{S4}$	$K_{c1} * \Delta T_{S1}$	$K_{c4} * \Delta T_{S4}$
总输入电流峰峰值 Δi_m	$K_{m1} * \Delta T_{S1}$	$K_{m1} * \Delta T_{S1}$	$K_{m1} * \Delta T_{S1}$	$K_{m1} * \Delta T_{S1}$

6. 纹波电流峰峰值与系统参数的关系

通过以上章节对电路模态、电流变化率以及电流峰峰值的分析，可以通过工程计算软件根据上面介绍的方法计算出电流的峰峰值与系统参数的关系。本文通过分析，确定了 6 个系统参数，见表 9。

Table 9. The duration time of switch modes
表 9. 开关模式的持续时间

系统参数	符号	值
输出电压	V_o 或 V_{out}	750 V
相电感	L_p	300 μ H
相电感耦合系数	k_p	0.8
占空比	d 或 d_b	0.6
路电感	L_c	40 μ H
路电感耦合系数	k_c	0.4

在实际设计时，输出电压一般作为设计输入给定，因此一般为固定的值，输入电压由占空比和输入电压决定：

$$V_{in} = (1-d)V_{out} \tag{8}$$

因此从表 9 所示的系统参数取值可以计算出输入电压 $V_{in} = 300$ V。

通过前面介绍的纹波电流的计算方法，可以计算出相电流峰峰值 Δi_p 、路电流峰峰值 Δi_c 、总输入电流(组电流)峰峰值 Δi_m 与占空比 d 、输出电压 V_o 、相电感 L_p 、相电感耦合系数 k_p 、相电感 L_c 、路电感耦合系数 k_c 之间的数量关系。

6.1. 电流纹波与占空比的关系

保持 V_o 、 L_p 、 k_p 、 L_c 、 k_c 不变，改变占空比 d ，绘制电流峰峰值与占空比 d 的变化曲线，如图 4 所示，横轴为占空比 d ，纵轴为相电流峰峰值 Δi_p 、路电流峰峰值 Δi_c 、总输入电流峰峰值 Δi_m ，单位为安培(A)。

从图中可以看出各电流峰峰值在占空比为 0.25, 0.5, 0.75 处被拉低，有效降低了各相电感电流和总输入电流的峰峰值。

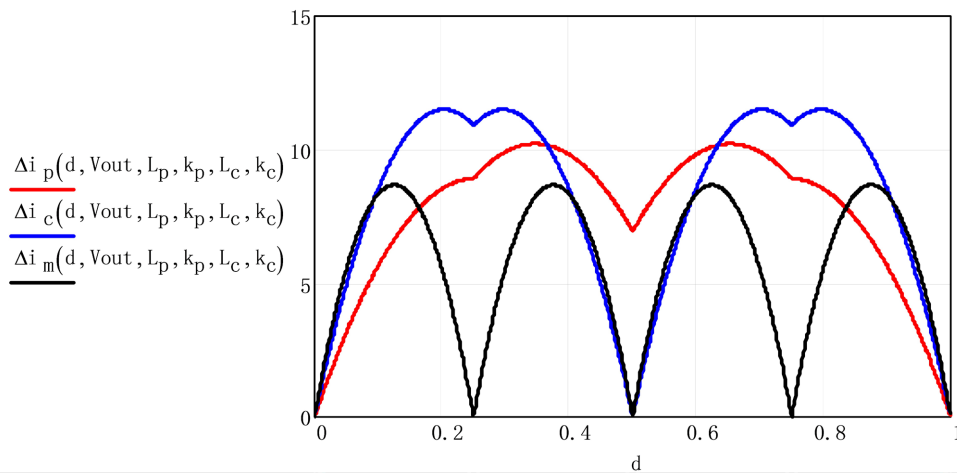


Figure 4. Peak-peak current ripple vs duty
图 4. 电流峰峰值 vs 占空比 d

6.2. 电流纹波与相耦合电感的关系

保持 d 、 V_o 、 k_p 、 L_c 、 k_c 不变，改变相电感 L_p ，绘制电流峰峰值与相电感 L_p 的变化曲线，如图 5

所示, 横轴为相耦合电感的自感值 L_p , 单位为亨利(H), 纵轴为相电流峰峰值 Δi_p 、路电流峰峰值 Δi_c 、总输入电流峰峰值 Δi_m , 单位为安培(A)。从图中可以看出, 相电感 L_p 对相电感电流峰峰值 Δi_p 的抑制作用强于对路电流峰峰值 Δi_c 和总输入电流峰峰值 Δi_m 的抑制作用。

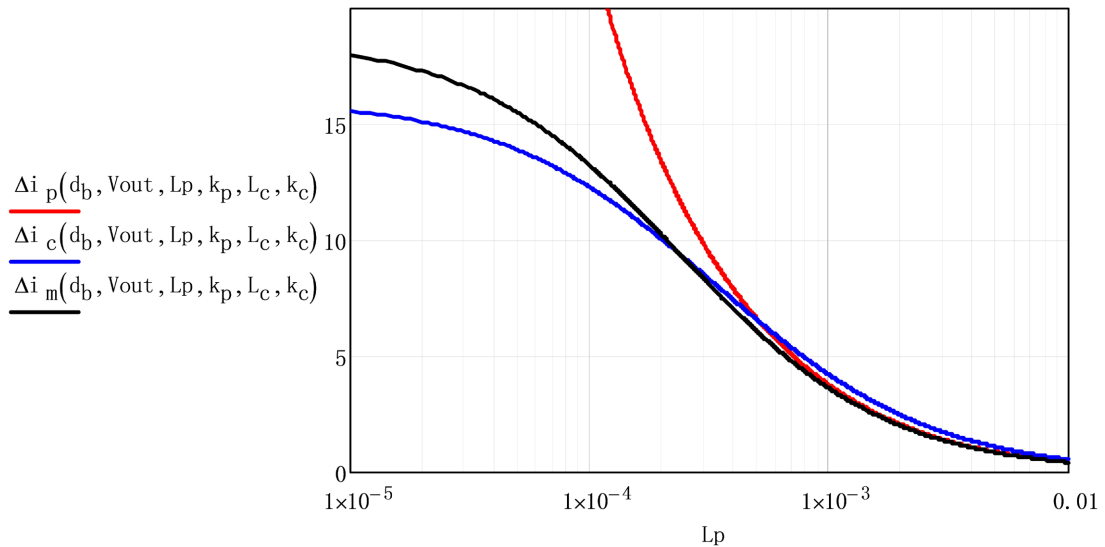


Figure 5. Peak-peak current ripple vs L_p

图 5. 电流峰峰值 vs L_p

保持 d 、 V_o 、 L_p 、 L_c 、 k_c 不变, 改变相电感耦合系数 k_p , 绘制电流峰峰值与相电感耦合系数 k_p 的变化曲线, 如图 6 所示, 横轴为相耦合电感的耦合系数 k_p , 纵轴为相电流峰峰值 Δi_p 、路电流峰峰值 Δi_c 、总输入电流峰峰值 Δi_m , 单位为安培(A)。从图中可以看出随着相电感耦合系数 k_p 的增加, 相电流峰峰值 Δi_p 先增大后减小, 路电流峰峰值 Δi_c 和总输入电流峰峰值 Δi_m 则一直增加, 相电感耦合系数 k_p 的值在 0.4~0.5 之间比较合适。

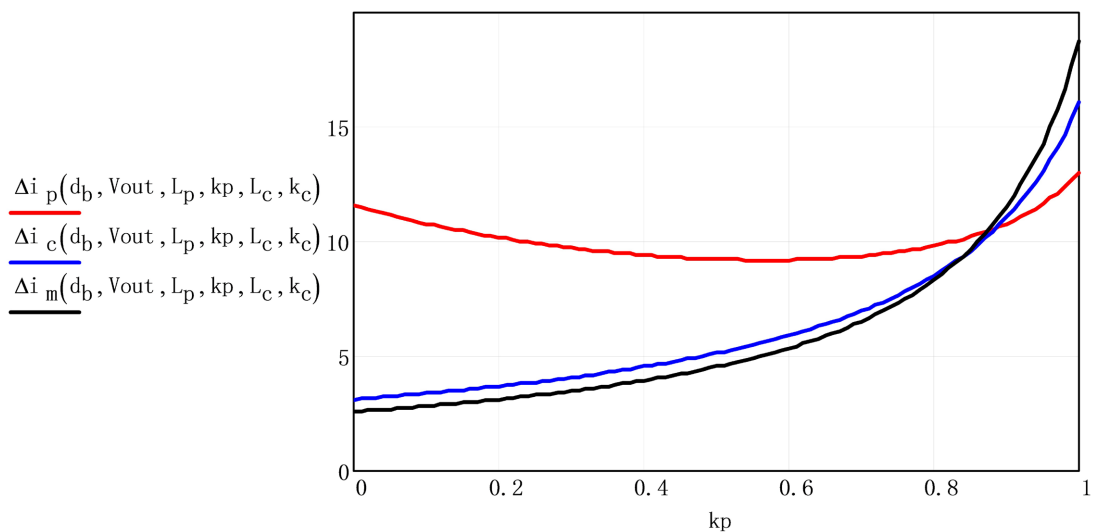


Figure 6. Peak-peak current ripple vs k_p

图 6. 电流峰峰值 vs k_p

6.3. 电流纹波与路耦合电感的关系

保持 d 、 V_o 、 L_p 、 k_p 、 k_c 不变, 改变 L_c , 绘制电流峰峰值与路电感 L_c 的变化曲线, 如图 7 所示, 横轴为路耦合电感的自感值 L_c , 单位为亨利(H), 纵轴为相电流峰峰值 Δi_p 、路电流峰峰值 Δi_c 、总输入电流峰峰值 Δi_m , 单位为安培(A)。从图中可以看出路电感 L_c 对路电流峰峰值 Δi_c 和总输入电流峰峰值 Δi_m 的抑制效果明显, 但是对相电流峰峰值 Δi_p 的抑制作用相对较弱。

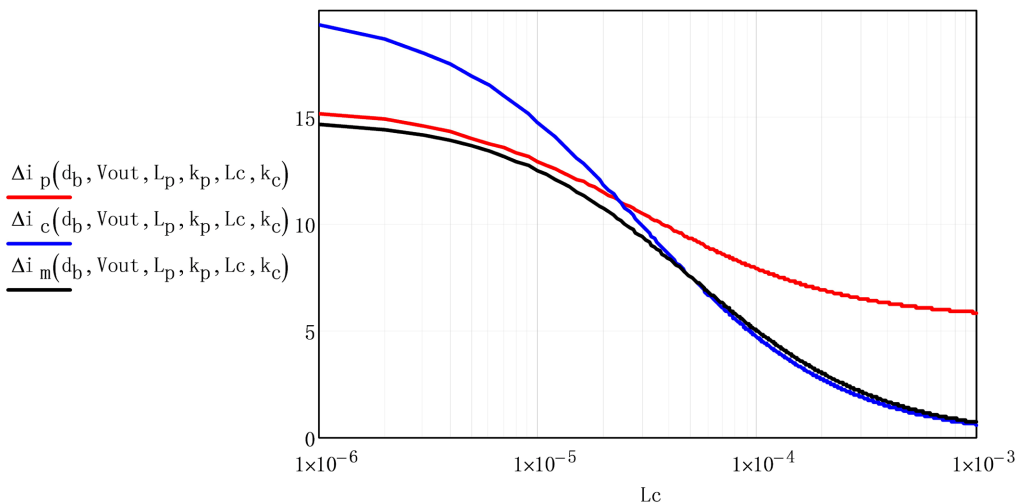


Figure 7. Peak-peak current ripple vs L_c

图 7. 电流峰峰值 vs L_c

保持 d 、 V_o 、 L_p 、 k_p 、 L_c 不变, 改变 k_c , 绘制电流峰峰值与路电感耦合系数 k_c 的变化曲线, 如图 8 所示, 横轴为路耦合电感的耦合系数 k_c , 纵轴为相电流峰峰值 Δi_p 、路电流峰峰值 Δi_c 、总输入电流峰峰值 Δi_m , 单位为安培(A)。从图中可以看出随着路电感耦合系数 k_c 的增加, 相电流峰峰值 Δi_p 和路电流峰峰值 Δi_c 先减小后增大, 而总输入电流峰峰值 Δi_m 则一直增大, 路电感耦合系数 k_c 的值在 0.2~0.3 之间比较合适。

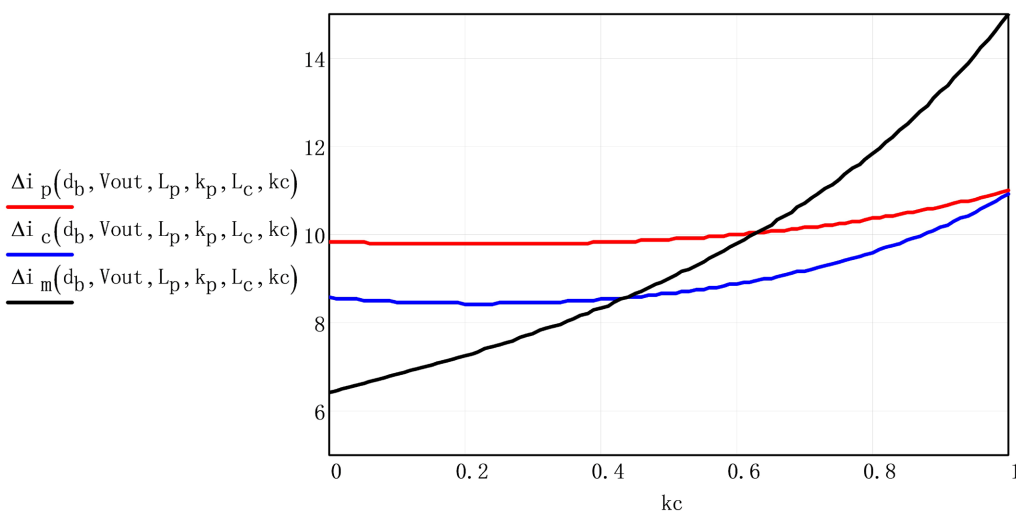


Figure 8. Peak-peak current ripple vs k_c

图 8. 电流峰峰值 vs k_c

7. 结论

本文对两级耦合交错并联 Boost 电路模型进行了分析, 介绍了一系列方法对电路的开关模态、电流变化率、电流纹波进行分析计算, 并绘制了电流纹波峰峰值与系统参数的关系。本文介绍的分析方法同样适用于单级耦合交错并联 Boost 电路(令 L_c 、 k_c 为 0), 和没有任何电感耦合的交错并联 Boost 电路(令 L_c 、 k_c 、 k_p 为 0)。本文介绍的模型分析方法可以用于确定电路合理的占空比范围、输入输出电压范围、电感值、电感耦合系数、输入输出滤波电容、系统控制参数等, 也可以用于耦合电感的设计。本文介绍的两级耦合交错并联 Boost 电路模型分析方法是后续系统设计的基础, 具有重要参考意义。

参考文献

- [1] Li, W. and He, X. (2007) An Interleaved Winding-Coupled Boost Converter with Passive Lossless Clamp Circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **22**, 1499-1507. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.900521>
- [2] Wen, W. and Lee, Y.S. (2004) A Two-Cannel Interleaved Boost Converter with Reduced Core Loss and Copper Loss. 2004 *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, Aachen, 20-25 June 2004, 1003-1009.
- [3] Huang, X., Wang, X., Lai, J., Xu, X. and Zhu, L. (2004) Parasitic Ringing and Design Issues of Digitally Controlled High Power Interleaved Boost Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**, 1341-1352. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.833434>
- [4] Lee, P.W., Lee, Y.S., Cheng, D.K.W. and Liu, X.C. (2000) Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **47**, 787-795. <https://doi.org/10.1109/41.857959>