

Boost 模式下交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则

杨玉岗, 马杰, 马云巧, 邹雨霏

辽宁工程技术大学, 辽宁省 葫芦岛市 125105

摘要: 双向 DC/DC 变换器中大功率储能电感的设计是一项困难而具有挑战性的工作。现有文献通过研究交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器及其耦合电感的设计准则以解决这一困难。但现有文献只给出 Buck 运行模式下的设计准则, 而没有给出 Boost 运行模式下的设计准则。本文针对这一问题开展研究, 给出了在 Boost 运行模式下耦合电感的设计准则, 并证明其与 Buck 运行模式下的设计准则相同, 从而完善了交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器在全部运行模式下的耦合电感设计准则, 最后进行了实验验证。

关键词: 双向 DC/DC 变换器, 交错并联磁集成, 耦合电感, 稳态电流纹波, 暂态电流响应速度

Design Criterion for Interleaving and Magnetically Integrated Bidirectional DC/DC Converter under Boost Mode

YANG Yugang, MA Jie, MA Yunqiao, ZOU Yufei

Liaoning Technical University, Huludao 125105, Liaoning Province, China

ABSTRACT: It is hard to design a large power energy storage inductor in bidirectional DC/DC converters. In order overcome this difficulty, current literature studied the interleaving and magnetically integrated bidirectional DC/DC converter and its design criterion for coupled inductor. However, the existing literature only gives the design criterion of Buck mode, did not give the design criterion under Boost mode. This paper carried out research on this issue, gives out the coupled inductor design criteria under Boost mode, and proves the Buck mode and Boost mode have the same design criteria. Thereby perfect the interleaved magnetic integrated bidirectional DC/DC converter coupled inductor design criteria in all modes. At last, theory was verified by experimental results.

KEYWORDS: bidirectional DC/DC Converter, interleaving magnetic integration, coupled inductors, steady state current Ripple, transient current response speed

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)03-10-121

0 引言

交错并联双向 DC/DC 变换器是将传统的若干个双向 DC/DC 变换器在物理结构上进行并联, 在主开关管导通时间上互相交错的双向 DC/DC 变换器。交错并联双向 DC/

DC 变换器广泛应用于混合动力汽车、风力发电储能系统、超级电容系统等能量需要双向流动的场合^[1-5], 实现输出相电流相互叠加, 从而减小了输出电流纹波、输出电压纹波和开关管电流应力, 成为当前电力电子领域的研究热点。

基金项目: 国家自然科学基金(51177067), 辽宁省自然科学基金(20102092)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51177067), and National Natural Science Foundation of Liaoning Province(20102092).

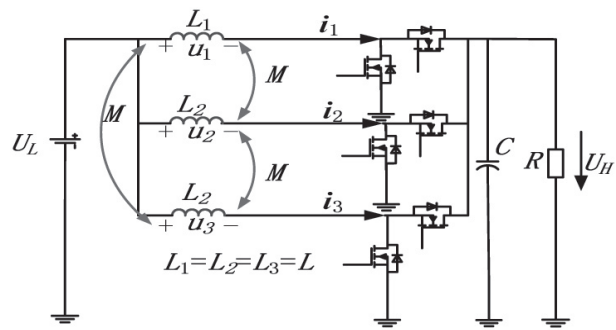
由于存在多个电路并联,使得磁性元件数量成倍增加,增加了变换器的体积、重量和成本,限制了交错并联变换器的发展及应用。通过在交错并联变换器电路中,将磁性元件进行集成,能够大大减少磁性元件的数量,从而减小变换器的体积、重量和成本,成为一种可行性方案。

但是,目前关于交错并联双向 DC/DC 变换器的文献大多集中于对集成磁性元件电路应用效果的研究,并没有针对磁性元件的设计提出完整的设计方法。文献 [10] 中将 Buck+Boost 四相交错并联双向 DC/DC 变换器中 1、3 两相电感和 2、4 两相电感分别进行集成,具体分析了 Buck 模式下占空比小于 1/4 时的电感设计规律;文献 [11] 研究了三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器运行在 Buck 模式下耦合电感的设计准则,但没有给出变换器运行在 Boost 模式下的耦合电感的设计准则,双向变换器运行在 Boost 模式下耦合电感的设计准则与运行在 Buck 模式下的设计准则是否相同?也需要研究。

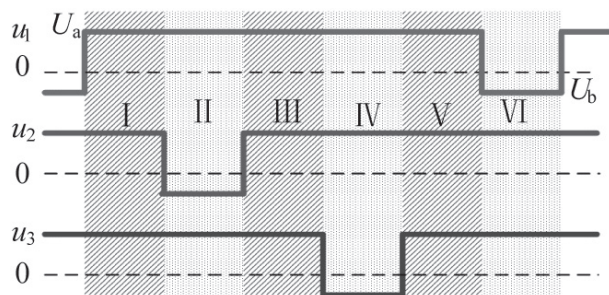
本文在文献 [10] 和文献 [11] 的基础上,以三相 Buck+Boost 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器为例,分析变换器工作在 Boost 模式下的等效电感,研究变换器稳态电流纹波、暂态电流响应速度、变占空比和电感耦合系数之间的关系,给出三相 Buck+Boost 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器运行在 Boost 模式下耦合电感的设计准则,通过与文献 [11] 中变换器运行在 Buck 模式下耦合电感的设计准则进行对比,发现二者相同,从而证明交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器在 Buck 模式和 Boost 模式下具有相同的设计准则,该设计准则既可以用于 Buck 工作模式,也可以用于 Boost 工作模式,进一步为交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计提供理论依据。

1 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的 Boost 工作模式

三相 Buck+Boost 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的电路拓扑如图 1(a) 所示,它运行在 Boost 模式时,在一个周期内共有 6 个模式,如图 1(b) 所示。图 1 中: U_H 和 U_L 分别为变换器高压侧和低压侧电压, $U_a=U_L$, $U_b=U_L-U_H$; u_1 、 u_2 、 u_3 分别为加在三相电感绕组上的电压; i_1 、 i_2 、 i_3 分别为通过 3 相电感绕组的电流; L_1 、 L_2 、 L_3 分别为三相电感绕组的自感。设三相耦合电感对称且反向耦合,则 $L_1=L_2=L_3=L$, M 为各相绕组之间的互感, $-0.5 \leq M/L \leq 0$ 。



(a) 拓扑结构



(b) $D > 2/3$ 时的 Boost 工作模式

图 1 三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的拓扑结构及 Boost 工作模式

Fig.1 Topology and Boost working mode of 3-Phase Interleaving Bidirectional DC/DC converter with coupled inductor

三相电感绕组的电压方程为:

$$\begin{cases} u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_3}{dt} \\ u_2 = M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_3}{dt} \\ u_3 = M \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + L_3 \frac{di_3}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

由于变换器的主管与副管均采用 MOS 管,因此电感电流连续,则 Boost 工作模式下的 6 个工作模式如下:

1) 模式 I。由图 1(b) 可知,在模式 I 中,式 (1) 中的 $u_1=u_2=u_3=U_a=U_L$, 联立求解式 (1) 得

$$u_1 = (L + 2M) \frac{di_1}{dt} = L_{eq1} \frac{di_1}{dt} \quad (2)$$

式中, L_{eq1} 为在这一模式下的等效电感:

$$L_{eq1} = L + 2M \quad (3)$$

2) 模式 II。式 (1) 中的 $u_1=u_3=U_a=U_L$, $u_2=U_b=U_L-U_H$ 联立求解式 (1) 得

$$u_1 = \frac{(L - M)(L + 2M)}{L + \frac{D}{D} M} \frac{di_1}{dt} = L_{eq2} \frac{di_1}{dt} \quad (4)$$

式中 L_{eq2} 为在这一模式下的等效电感:

$$L_{eq2} = \frac{(L-M)(L+2M)}{L + \frac{D}{D'}M} = L \frac{(1-k)(1+2k)}{1 + \frac{D}{D'}k} \quad (5)$$

式中: $k=M/L$, k 为耦合系数; $D=1-U_L/U_H$ 为占空比; $D'=1-D$ 。

3) 模式 III。式 (1) 中的 $u_1=u_2=u_3=U_a=U_L$, 与模式 I 相同:

$$u_1 = (L+2M) \frac{di_1}{dt} = L_{eq3} \frac{di_1}{dt} \quad (6)$$

式中 L_{eq3} 为在这一模式下的等效电感:

$$L_{eq3}=L_{eq1}$$

4) 模式 IV。式 (1) 中的 $u_1=u_2=U_a=U_L$, $u_3=U_b=U_L-U_H$, 与模式 II 相同:

$$u_1 = \frac{(L-M)(L+2M)}{L + \frac{D}{D'}M} \frac{di_1}{dt} = L_{eq4} \frac{di_1}{dt} \quad (7)$$

式中 L_{eq4} 为在这一模式下的等效电感:

$$L_{eq4}=L_{eq2}$$

5) 模式 V。式 (1) 中的 $u_1=u_2=u_3=U_a=U_L$ 与模式 I 相同

$$u_1 = (L+2M) \frac{di_1}{dt} = L_{eq5} \frac{di_1}{dt} \quad (8)$$

式中 L_{eq5} 为在这一模式下的等效电感:

$$L_{eq5}=L_{eq1}$$

6) 模式 VI。式 (1) 中的 $u_1=U_b=U_L-U_H$, $u_2=u_3=U_a=U_L$ 联立求解式 (1) 得

$$u_1 = \frac{(L-M)(L+2M)}{L + (1 + 2\frac{D'}{D})M} \frac{di_1}{dt} = L_{eq6} \frac{di_1}{dt} \quad (9)$$

式中 L_{eq6} 为这一模式下的等效电感:

$$L_{eq6} = \frac{(L-M)(L+2M)}{L + (1 + 2\frac{D'}{D})M} = L \frac{(1-k)(1+2k)}{1 + \left(1 + 2\frac{D'}{D}\right)k}$$

由上文可知, 在每个工作模式下, i_1 的变化只与 u_1 有关, 与 u_2 、 u_3 无关, 即各相电感之间实现了等效解耦, 但是各个模式下的等效电感量却是变化的, 三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器在 Boost 模式运行时是一个非线性变参数系统, 即一个分段线性化系统。

2 等效稳态电感和等效暂态电感

2.1 等效稳态电感

三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器在 Boost 模式

下一个开关周期的 6 个工作模式, 第一相的等效电感 L_{eq1} ~ L_{eq6} 及电流 i_1 的波形如图 2 所示。

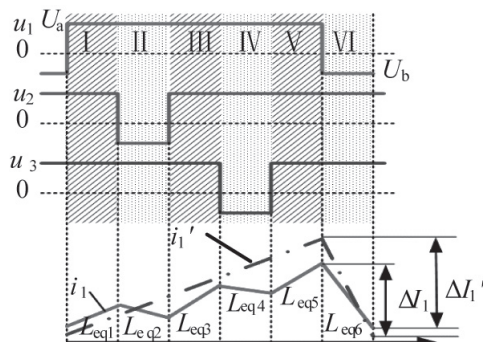


图2 三相交错并联磁集成双向DC/DC变换器的等效电感及稳态相电流

Fig.2 Equivalent inductances and steady state current of 3-Phase Interleaving Bidirectional DC/DC converter with coupled Inductors

在一个开关周期内, 电流 i_1 的各段之和为:

$$\frac{u_a}{L_{eq1}} 3(D - \frac{2}{3}) + \frac{u_a}{L_{eq2}} 2(1-D) + \frac{u_b}{L_{eq6}} (1-D) = 0 \quad (10)$$

即电流 i_1 在一个开关周期内的增量之和为 0, 所以此时的电流 i_1 是变换器第一相的稳态电流。

根据式 (1)~(3) 可得耦合情况下, 每相的稳态电流纹波 (即峰-峰值) 为:

$$\Delta I_1 = -\frac{U_b}{L_{eq6} f_s} (1-D) = \frac{U_a}{L_{eq6} f_s} D \quad (11)$$

式中, f_s 为开关频率。

对于非耦合情况, 由图 2 中 i_1 波形可得

$$U_a = L_{dis} \frac{di_1}{dt}$$

其稳态相电流纹波为:

$$\Delta I_1' = \frac{U_a D}{L_{dis} f_s} \quad (12)$$

式中 L_{dis} 为非耦合情况下的电感值。比较式 (11) 和 (12) 可知, 耦合和非耦合情况下稳态相电流纹波的差异是由于耦合情况下式 (3) 中的等效电感 L_{eq6} 与非耦合情况下的电感值 L_{dis} 不同引起的, 所以称耦合情况下的等效电感 L_{eq6} 为三相耦合电感器的等效稳态电感。

2.2 等效暂态电感

当双向 DC/DC 变换器的负载突然增大时, 为了确保输出电压的跌落不超过最小要求值, 双向 DC/DC 变换器必

须在输出电容过度放电前，能快速输出要求的电流或能量，而加快双向 DC/DC 变换器对负载突增响应速度的最有效方案是立即增加进入维持相的占空比。

当三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器运行在 Boost 模式时，若其占空比增加 ΔD ，则其电流的变化情况（即暂态电流）如图 3 所示，根据式 (2)-(13) 可求得各时间段的相电流增量为：

$$(t_0 \sim t_1) : \Delta i_{11} = \left(\frac{u_a}{L_{eq1}} - \frac{u_a}{L_{eq2}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} \quad (13)$$

$$(t_1 \sim t_2) : \Delta i_{12} = \left(\frac{u_a}{L_{eq2}} - \frac{u_a}{L_{eq2}} \right) \frac{1-D-\Delta D}{f_s} = 0 \quad (14)$$

$$(t_2 \sim t_3) : \Delta i_{13} = \left(\frac{u_a}{L_{eq3}} - \frac{u_a}{L_{eq3}} \right) \frac{D-2/3}{f_s} = 0 \quad (15)$$

$$(t_3 \sim t_4) : \Delta i_{14} = \left(\frac{U_a}{L_{eq3}} - \frac{U_a}{L_{eq4}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} \quad (16)$$

$$(t_4 \sim t_5) : \Delta i_{15} = \left(\frac{U_a}{L_{eq4}} - \frac{U_a}{L_{eq4}} \right) \frac{1-D-\Delta D}{f_s} = 0 \quad (17)$$

$$(t_5 \sim t_6) : \Delta i_{16} = \left(\frac{U_a}{L_{eq5}} - \frac{U_a}{L_{eq5}} \right) \frac{D-2/3}{f_s} = 0 \quad (18)$$

$$(t_6 \sim t_7) : \Delta i_{17} = \left(\frac{U_a}{L_{eq5}} - \frac{U_b}{L_{eq6}} \right) \frac{\Delta D}{f_s} \quad (19)$$

$$(t_7 \sim t_8) : \Delta i_{18} = \left(\frac{U_b}{L_{eq6}} - \frac{U_b}{L_{eq6}} \right) \frac{1-D-\Delta D}{f_s} = 0 \quad (20)$$

相电流暂态增量 Δi_1 为上述各段增量之和：

$$\Delta i_1 = \frac{1}{1-D} \frac{U_a}{L_{eq1}} \frac{\Delta D}{f_s} = \frac{U_a \Delta D}{(1-D)L_{eq1} f_s} \quad (21)$$

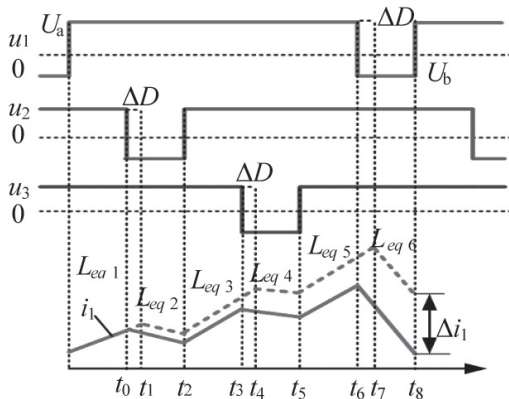
当三相交错并联双向 DC/DC 变换器（无磁集成）的占空比增加 ΔD 时，其电流的变化情况（即暂态电流）如图 4 所示，可求得相电流的暂态增量 Δi_1 为

$$\begin{aligned} \Delta i_1' &= \Delta i_{11}' - \Delta i_{12}' = \frac{U_a \Delta D}{L_{dis} f_s} - \frac{U_b \Delta D}{L_{dis} f_s} \\ &= \frac{U_a \Delta D}{(1-D)L_{dis} f_s} \end{aligned} \quad (22)$$

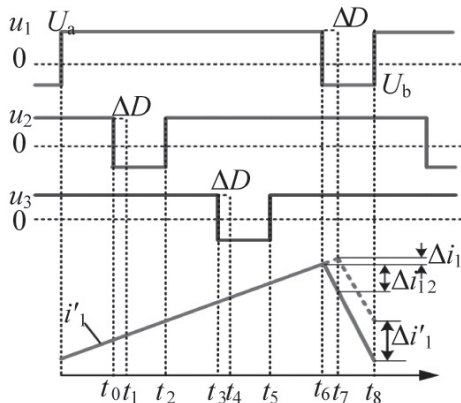
比较式 (21) 和 (22) 可知，耦合和非耦合情况下暂态相电流增量（即暂态响应速度）的差异是由于耦合情况下的等效电感与非耦合电感值的大小不同引起的，所以称耦合情况下的等效电感 L_{eq1} 为三相耦合电感器的等效暂态电感。

比较式 (12) 和 (22) 可知，由于非耦合情况的稳态电感和暂态电感是同一个电感值 L_{dis} ，其稳态相电流纹波和暂态相电流响应速度是一对矛盾，即要想通过增大电感值 L 来减小稳态电流纹波，必然引起暂态电流响应速度减小，反之亦然。

而比较式 (11) 和 (21) 可知，耦合情况的稳态电感 L_{eq6} 和暂态电感 L_{eq1} 不相同，通过反向耦合可以增大 L_{eq1} 或减小 L_{eq6} ，从而在减小稳态相电流纹波的情况下可以维持暂态相电流的响应速度不变；或在增大暂态相电流响应速度的情况下维持稳态相电流纹波不变；或者既减小稳态相电流纹波，又增大暂态相电流响应速度，从而解决上述矛盾。



(a) 三相交错耦合双向 DC/DC 变换器的暂态电流



(b) 三相交错非耦合双向 DC/DC 变换器的暂态电流

图 3 三相交错耦合与非耦合双向 DC/DC 变换器的暂态电流

Fig.3 Transient current of 3-phase interleaving bidirectional DC/DC converter with coupled & uncoupled inductor

下面对耦合情况下稳态电流纹波的减小和暂态电流响应速度的增加进行量化研究。

3 稳态电流纹波和暂态电流响应速度

3.1 稳态电流纹波的分析

3.1.1 稳态相电流纹波的分析

根据式 (11) 和 (12) 可得耦合与非耦合情况下的稳态相电流纹波之比为

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I'_1} = \frac{L_{dis}}{L_{eq6}} \quad (23)$$

设 $L_{eq1}=L_{dis}$, 即使得三相交错并联双向 DC/DC 变换器在采用耦合电感器时式 (21) 中的暂态相电流响应速度与采用分立电感时式 (22) 中的相同, 由式 (23) 可求得耦合与非耦合情况下稳态相电流纹波之比为

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I'_1} = \frac{L_{dis}}{L_{eq6}} = \frac{1 + \left(1 + 2\frac{D}{D}\right)k}{1-k} \quad (24)$$

式中, 耦合系数 $k=M/L$, 由于是三相耦合, $-0.5 \leq k \leq 0$, 并设 $2/3 \leq D \leq 1$, 将上式用如图 4 所示的曲线表示, 可见, 耦合情况下的稳态相电流纹波均小于非耦合情况, 而且占空比 D 越接近 $2/3$, 稳态相电流纹波减小越多; 耦合越强, 稳态相电流纹波减小也越多。

3.1.2 稳态总输出电流纹波的分析

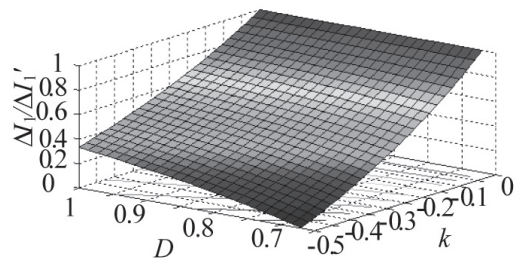


图4 耦合与非耦合情况下稳态相电流纹波之比

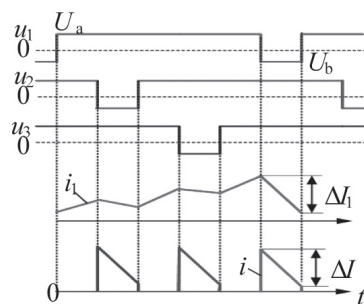
Fig.4 Current ripples' ratio of coupled & non-coupled situations

在耦合情况下, 根据图 5 可以得到变换器的稳态总输出电流纹波与稳态相电流纹波相同

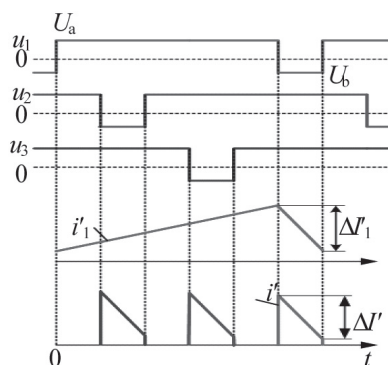
$$\Delta I = \Delta I_1 = \frac{U_a}{L_{eq6}} D \quad (25)$$

由式 (25) 可知, 稳态总输出电流纹波的大小取决于电感 L_{eq6} 。

在非耦合情况下, 变换器的稳态总输出电流纹波为:



(a) 耦合情况下稳态相电流纹波与稳态总输出电流纹波



(b) 非耦合情况下稳态相电流纹波与稳态总输出电流纹波

图5 耦合与非耦合情况下稳态相电流纹波与稳态总输出电流纹波

Fig.5 Transient current of 3-phase Interleaving Bidirectional DC/DC converter with & without coupled inductor

$$\Delta I' = \Delta I'_1 = \frac{U_a}{L_{dis}} D \quad (26)$$

于是可得耦合和非耦合情况下的稳态总输出电流纹波之比为:

$$\frac{\Delta I}{\Delta I'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq6}} \quad (27)$$

当设 $L_{eq1}=L_{dis}$, 所以耦合情况下稳态总输出电流纹波与稳态相电流纹波相同, 耦合与非耦合情况下有着不同的稳态总电流纹波, 且它们之间的关系与耦合与非耦合相电流纹波之间的关系完全相同, 如图 4 所示。通过与文献 [11] 相对比, 可见, 与三相交错并联磁集成 DC/DC 变换器工作在 Buck 模式下耦合电感无法减小稳态总输出电流纹波不同, 耦合电感在 Boost 模式下可以减小稳态总输出电流的纹波, 且减小效果与相电流相同。

3.2 暂态电流响应速度的分析

3.2.1 暂态相电流响应速度的分析

根据式 (21) 和 (22) 可得耦合与非耦合情况下的暂态相电流响应速度之比为:

$$\frac{\Delta i_1}{\Delta i_1'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq1}} \quad (28)$$

设 $L_{eq0}=L_{dis}$ ，即设三相交错并联双向 DC/DC 变换器在采用耦合电感器时的稳态相电流纹波与采用分立电感时相同，则根据式 (28) 可求得耦合与非耦合情况下的暂态相电流响应速度之比为：

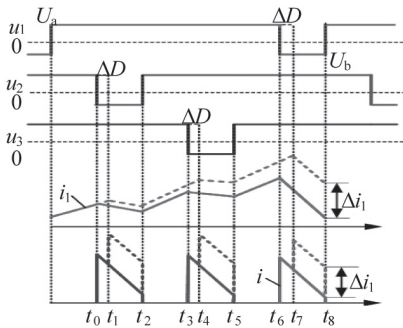
$$\frac{\Delta i_1}{\Delta i_1'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq1}} = \frac{1-k}{1+\left(1+2\frac{D'}{D}\right)k} \quad (29)$$

可以将式 (29) 用图 7 来表示，从图 7 中可以看出，变换器的占空比越接近 2/3，耦合电感的耦合系数 k 越接近 -0.5，暂态相电流增加的效果就更加明显。

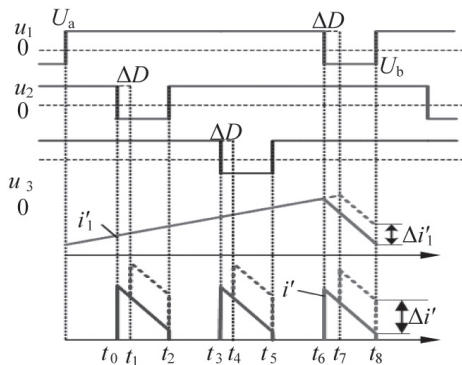
3.2.2 暂态总输出电流响应速度的分析

根据图 6，可得到三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器在一个开关周期内总输出电流暂态增量与相电流的增量相同为：

$$\Delta i = \Delta i_1 = \frac{U_a \Delta D}{(1-D)L_{eq1}f_s} \quad (30)$$



(a) 耦合情况下暂态相电流纹波与暂态总输出电流纹波



(b) 非耦合情况下暂态相电流纹波与暂态总输出电流纹波

图 6 与非耦合情况下暂态相电流纹波与暂态总输出电流纹波

Fig.6 Transient total output current of 3-phase interleaving bidirectional DC/DC converter with & without coupled inductor

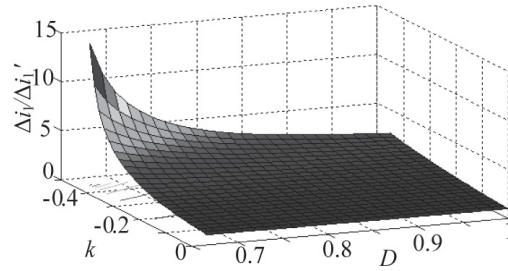


图 7 耦合与非耦合情况下暂态相电流纹波之比

Fig.7 Transient current response speeds' ratio of coupled & non-coupled situations

根据图 6，可得三相交错并联（无磁集成）双向 DC/DC 变换器的总输出电流暂态增量为：

$$\Delta i' = \Delta i_1' = \frac{U_a \Delta D}{(1-D)L_{dis}f_s} \quad (31)$$

于是可得当占空比增量 ΔD 相同时，耦合和非耦合情况下在满一个开关周期时总输出电流暂态增量之比为：

$$\frac{\Delta i}{\Delta i'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq1}} \quad (32)$$

由于式 (32) 与式 (28) 相同，则当 $L_{eq0}=L_{dis}$ 时，式 (32) 与式 (29) 相同，即暂态总输出电流响应速度也同样可以提高，如图 6 表示。以上分析表明，采用反向耦合电感可以减小稳态相电流纹波与总输出电流的纹波，或提高暂态相电流和暂态总输出电流的响应速度。提高占空比及耦合强度，可以使这一情况得到加强。

3.3 三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则

上面讨论的两种情况是：①保持暂态电感 L_{eq1} 不变，使稳态电感 L_{eq0} 增大，从而使稳态相电流纹波减小；②保持稳态电感 L_{eq0} 不变，使暂态电感 L_{eq1} 减小，从而使总输出电流的暂态响应速度增大。减小稳态相电流纹波可以提高变换器的效率，提高暂态总输出电流的响应速度可以提高变换器的动态响应速度，那么该如何设计三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器以使这两个指标都能提高？各自能提高多少？这两个指标之间是否有制约关系？以下进行定量分析。

如果既要减小稳态相电流纹波和稳态总输出电流纹波又要增加暂态总输出电流响应速度，则由式 (24) 和 (32) 得：

$$\begin{cases} \frac{\Delta i_1}{\Delta i_1'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq6}} < 1 \\ \frac{\Delta i}{\Delta i'} = \frac{L_{dis}}{L_{eq1}} > 1 \end{cases} \quad (33)$$

将(33)式中的电感 L_{dis} 消去, 并利用式中的不等关系, 可以得到下式:

$$k < \frac{1 - \Delta i / \Delta i'}{1 + \left(1 + 2 \frac{D'}{D}\right) \frac{\Delta i}{\Delta i'}} \quad (34)$$

将式(34)用图8中不同 D 值的曲线表示, 在曲线下面的阴影区域内, 在暂态总输出电流响应速度增大的同时可以减小稳态相电流纹波。且 D 越接近 $2/3$ 和 $|k|$ 越大, 这一区域也越大。

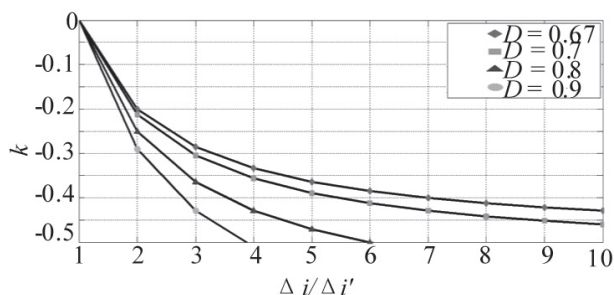


图8 在各条曲线下面的区域内, 既可以提高暂态总输出电流的响应速度又能减小稳态性电流的纹波

Fig.8 In the below region of the curves, not only the transient phase current response speed is increased, but also the steady state phase current ripple is decreased

下面分析稳态相电流纹波和暂态总输出电流响应速度的定量关系。根据式(33)得:

$$\frac{\Delta I_1}{\Delta I_1'} = \frac{1 + \left(1 + 2 \frac{D'}{D}\right) k}{1 - k} \frac{\Delta i}{\Delta i'} \quad (35)$$

当 $D=0.8$ 时, 可以得到不同 k 值下稳态相电流纹波和暂态总输出电流响应速度的关系曲面, 如图9所示。只有在纵坐标小于1区域内的曲面, 才既可以提高暂态总输出电流响应速度, 又可以减小稳态相电流纹波, 与图8所

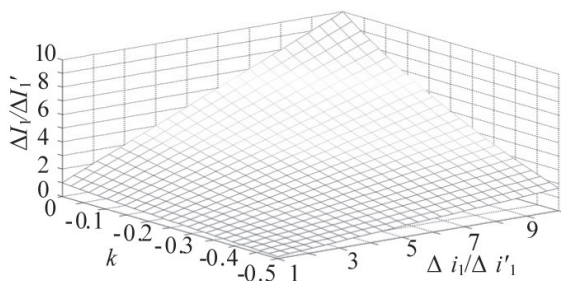


图9 $D=0.8$ 时稳态相电流纹波与暂态总输出电流响应速度的关系

Fig.9 Relationship between steady state phase current ripple and transient phase current response speed at $D=0.8$

示的结果一致。在这一区域内, D 越接近 $2/3$ 和 $|k|$ 越大, $\Delta I_1 / \Delta I_1'$ 越大, $\Delta i / \Delta i'$ 越小。在设计三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器时, 应根据占空比的大小及稳态相电流纹波和暂态总输出电流响应速度的要求, 利用式(34)和图8或式(35)和图9合理地选择耦合系数 k , 使变换器工作在这一区域内。这就是三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器在 Boost 模式下, 占空比大于 $2/3$ 的设计准则。

通过将 Boost 模式下占空比大于 $2/3$ 时交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则, 与参考文献[10]中的 Buck 模式下占空比小于 $1/3$ 时的交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则相对比可以发现式(34)与式(35)只是将 Buck 与之对应的式子里的 D 与 D' 的位置发生了互换。即, 在 Buck 模式下占空比为 D 时选择的电感耦合系数 k , 同样适用于 Boost 电路占空比为 D' 的情况, 反之亦然。而对于三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器, 当保持变换器能量端的电压不变, 变换器能量流动的方向改变, 则变换器的工作模式发生改变, 此时变换器主管的占空比恰好由 D 变为 D' 。因此, 对于交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器 Buck 模式下占空比小于 $1/3$ 或者 Boost 模式下占空比大于 $2/3$ 的情况, 变换器模式转换对于耦合电感的设计没有影响。

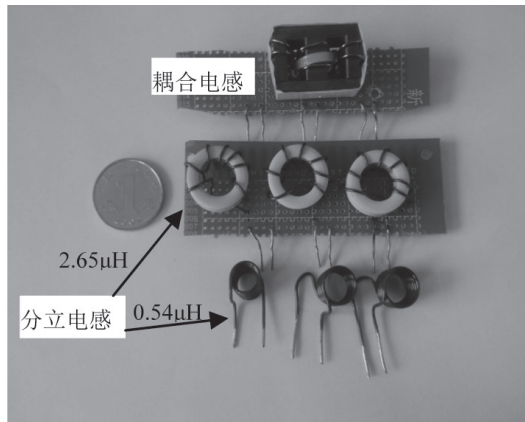
4 实验验证

表1 三相 EI 耦合电感器的参数

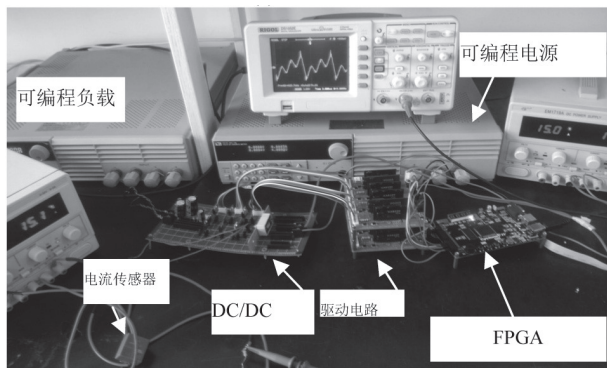
Tab.1 Parameters of 3-phase EI coupled inductors

自感(μ H)			暂态电感(μ H)	耦合系数		
L_1	L_2	L_3	L_{eq6}	k_{12}	k_{13}	k_{23}
8	8	8	0.54	-0.466	-0.466	-0.466

本文采用 EP4CE10E22C8 作为主控芯片与落木源驱动 TX-DA102D 共同控制三相交错并联双向 DC/DC 变换器, 在 Boost 模式下进行实验验证。实验样机的高压侧电压 $V_H=7.5V$, 低压侧电压 $V_L=1.5V$, 占空比 $D=V_H/V_L=0.8$, 开关频率 $f_s=200kHz$ 。三相耦合电感器采用 3F3 铁氧体 EI 磁芯叠成三相耦合电感器, 其参数如表1所示。电流测试采用闭环霍尔电流传感器 CHB-25NP, 匝比 $n=1/1000$, 测试电阻 $R_M=1000\Omega$, 通过示波器测试的电流 $i=v \cdot n/R_M$, 其中 v 为示波器上显示的电压值。实验所用电感以及实验系统如图10所示



(a) 实验电感



(b) 实验系统

图 10 实验电感及实验系统

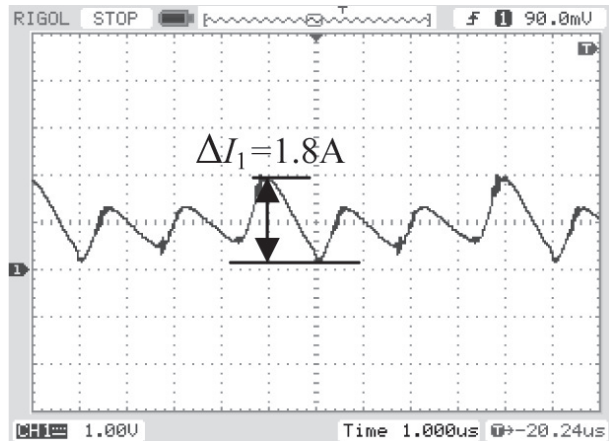
Fig.10 The experimental inductors and experimental system

4.1 稳态相电流纹波的实验比较

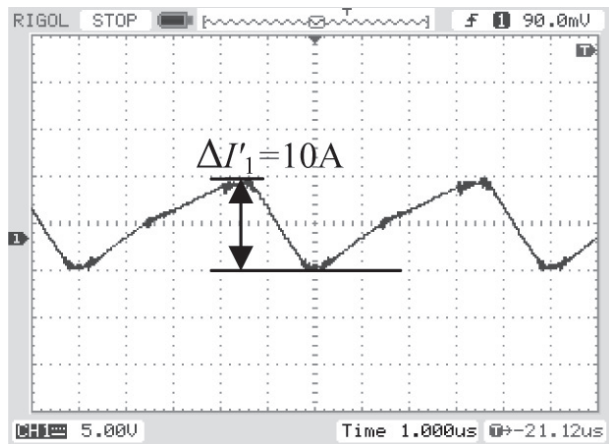
参照图 4 和式 (24) 的条件, 令分立电感值等于耦合电感的等效暂态电感值, 即 $L_{dis}=L_{eq1}=0.54\mu\text{H}$, 分别测试了耦合电感和分立电感情况下的稳态相电流波形, 如图 11 所示, 其中, 每相流过电感电流的平均值为 1A。对比式 (24) 和式 (27), 耦合电感对稳态相电流纹波与总输出电流纹波减小的效果相同, 因此, 只要验证相电流纹波减小的效果即可。

在 Boost 模式下占空比为 $D=0.8$ 时进行实验, 得到实验波形如图 9 所示。

图 11(a) 和 (b) 中, 耦合情况下 Boost 模式下稳态相电流纹波 $\Delta I_1=1.8\text{A}$, 非耦合情况下稳态相电流纹波 $\Delta I'_1=10\text{A}$, 则稳态相电流纹波之比均为 $\Delta I_1/\Delta I'_1=0.18$, 而根据式 (24) 得到的理论计算值 $\Delta I_1/\Delta I'_1=0.205$, 可见二者比较接近, 从而证明式 (24) 在 Boost 模式下的正确性。



(a) 采用耦合磁件的稳态相电流实验波形



(b) 采用分立磁件时的稳态相电流实验波形

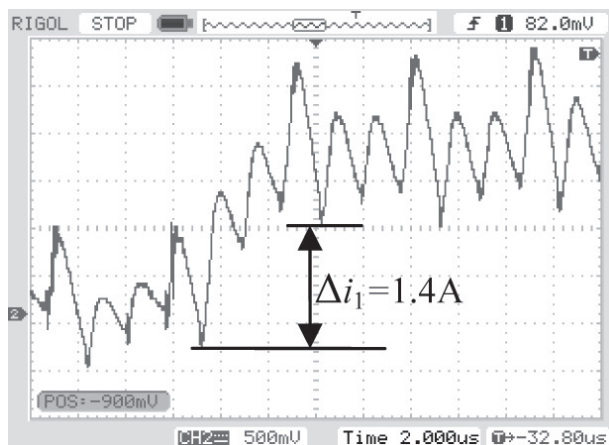
图 11 双向 DC/DC 变换器采用耦合和分立磁件的稳态相电流实验比较

Fig.11 Experimental results of steady state currents with/without coupled inductor

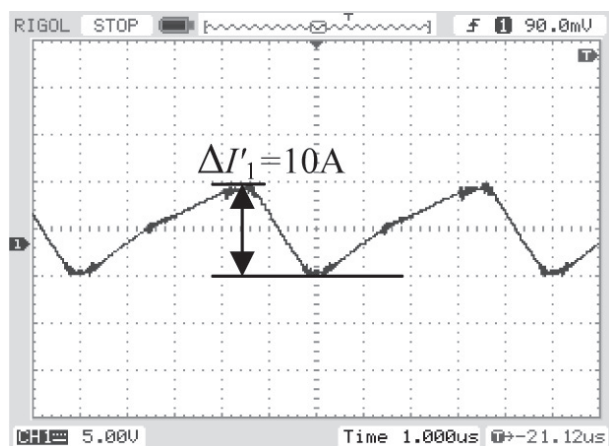
4.2 暂态相电流响应速度实验比较

参照图 7 和式 (29) 的条件, 令分立电感值等于耦合电感的等效暂态电感值, 即 $L_{dis}=L_{eq0}=2.65\mu\text{H}$, 分别测试了耦合电感和分立电感情况下的暂态相电流波形, 如图 12 所示。对比式 (29) 和式 (32), 耦合电感对暂态相电流响应速度与总输出电流响应速度提高的效果相同, 因此, 只要验证相电流纹波提高的效果即可。

比较图 12(a) 和 (b) 可见, 在一个周期内, 在耦合情况下暂态相电流增量 $\Delta i_1=1.4\text{A}$, 而分立情况下的暂态相电流增量 $\Delta i'_1=0.3\text{A}$, 所以 $\Delta i_1/\Delta i'_1=4.67$, 而由式 (29) 计算的理论值为 $\Delta i_1/\Delta i'_1=4.88$, 可见二者也非常接近, 从而证明



(a) 采用耦合磁件的暂态相电流波形



(b) 采用分立磁件时的暂态相电流波形

图 12 采用耦合电感和分立电感的暂态相电流波形

Fig.12 Experimental results of transient currents with/without coupled inductor

了式 (29) 在 Boost 模式下的正确性。

实验中产生误差的主要原因是由于实际绕制的分立电感与集成电感的电感值的精度较低以及电路当中的寄生参数的影响。

5 结论

在 Boost 模式下, 维持暂态相电流响应速度不变的情况下, 采用磁集成耦合电感可以减小三通道交错并联双向 DC/DC 变换器的稳态相电流纹波和稳态总输入电流纹波, 这一点与 Buck 模式下只能减小稳态相电流的纹波不同。当变换器的占空比接近 2/3 时, 以及耦合度接近全耦合时均可以使这一情况得到加强。

与 Buck 模式相同, 在 Boost 模式下, 维持稳态相电流

纹波不变的情况下, 采用磁集成耦合电感可以提高三通道交错并联双向 DC/DC 变换器的暂态相电流和总输入电流的响应速度。并且使占空比接近 2/3 或者增强耦合度, 均可以使这一情况得到加强。

通过将本文 Boost 模式下占空比大于 2/3 的情况与文献中 Buck 模式下占空比小于 1/3 的情况相对比, 可以发现, Buck 模式下占空比为 D 的对于耦合系数的要求与 Boost 模式下占空比为 D' 的情况完全相同。因此, 变换器只要在一种模式下选择合适的耦合系数, 即适用于变换器的两种工作模式。即, 当变换器能量流动方向改变时, 耦合电感对于变换器稳态相电流纹波减小的效果及总输出电流响应速度提高的效果不改变。

三通道交错并联双向 DC/DC 变换器采用磁集成耦合电感后, 根据变换器占空比的不同, 可以得到耦合系数的一个范围, 在此范围之内既可以减小稳态相电流纹波, 又可以提高暂态相电流与暂态总输出电流的响应速度。在设计三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器时, 应根据本文给出的图或者公式合理地选择耦合系数 k , 尽量使变换器工作在这一区域内, 这就是三相交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则。

参考文献

- [1] Liqin Ni, Dean J., Patterson Jerry L. Hudgins. High Power Current Sensorless Bidirectional 16-Phase Interleaved DC-DC Converter for Hybrid Vehicle Application[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(3): 1141-1151.
- [2] Hegazy Omar, Van Mierlo J, Lataire Philippe. Analysis Modeling and Implementation of a Multidevice Interleaved DC/DC Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(11): 4445-4458.
- [3] Dehong Liu, An Hu, Guangsen Wang, Wenhua Hu. Current Sharing Schemes for Multiphase Interleaved DC/DC Converter with FPGA Implementation[C]. International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE) [C], Wuhan, China, 2010.
- [4] Grunau, S.Fox, M., Fuchs, F.W.. Comparison of a three and four phase interleaved bidirectional DC/DC-converter for the operation in an energy storage system

- in wind turbines, 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC) [C]. Novi Sad, Socialist Federal Republic of Yugoslavia, 2012.
- [5] De D, Klumpner C, Patel C, Ponggorn K, Rashed M, Asher G. Modelling and control of a multi-stage interleaved DC-DC converter with coupled inductors for super-capacitor energy storage system[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(7) : 1360-1375.
- [6] Laili Wang, Yunqing Pei, Xu Yang, Zhaoan Wang. Design of Ultrathin LTCC Coupled Inductors for Compact DC/DC Converters[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2011, 26(9) : 2528-2541.
- [7] Ramos-Paja C A, Petrone G., Spagnuolo G. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC) [C], Novi Sad, Socialist Federal Republic of Yugoslavia, 2012.
- [8] Hirakawa M, Nagano M, Watanabe Y, Ando K. High power density interleaved DC/DC converter using a 3-phase integrated close-coupled inductor set aimed for electric vehicles[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Atlanta, GA, USA, 2010.
- [9] Schroeder J C, Petersen M, Fuchs F W. One-sensor current sharing in multiphase interleaved DC/DC converters with coupled inductors[C]. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, Socialist Federal Republic of Yugoslavia, 2012.
- [10] Yugang Yang, Tao Li, Jianjia Liu, Haiguang Li. A comprehensive analysis of coupled inductors in 4 phases interleaving bidirectional DC/DC converter[C]. 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Aalborg, Denmark, 2012.
- [11] 杨玉岗, 李涛, 冯本成. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (30): 37-45.
Yang Yugang, Li Tao, Feng Bencheng. Design Criterion for Interleaving and Magnetically Integrated Bidirectional DC/DC Converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 37-45 (In Chinese).
- [12] 陆治国, 祝万平, 刘捷丰, 吴春军, 赵丽丽. 一种新型交错并联双向 DC/DC 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 33 (12): 39-46.
Lu Zhiguo, Zhu Wanping, Liu Jiefeng, Wu Chunjun, Zhao Lili. A Novel Interleaved Parallel Bidirectional DC/DC Converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33 (12): 39-46 (In Chinese).
- [13] Hua Bai, Chris Mi. Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(6) : 2905-2914.
- [14] Wensong Yu, Hao qian, Jih-sheng (Jason) Lai. Design of High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter and High-Precision Efficiency Measurement[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, 25(3) : 650-658.
- [15] Yanhui Xie, Jing Sun, James S. Power Flow Characterization of a Bidirectional Galvanically Isolated High-Power DC/DC Converter Over a Wide Operating Range[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, 25(1) : 54-66.
- [16] Yan Dong, Yugang Yang, Fred C. Lee. The short winding path coupled inductor voltage regulators[C]. 23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2008), 2008, 23(3) : 1446-1452.
- [17] 卢增艺, 陈为. 多通道交错并联反激变换器磁集成技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18) : 41-46.
Lu Zengyi, Chen Wei. Research on Magnetic Integration of Multi-phase Interleaving Flyback Converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29 (18): 41-46 (In Chinese).
- [18] 汪东, 赵一, 石健将, 何湘宁. 具有开关电容的隔离型交错并联 Boost 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29 (21): 14-20.
Wang Dong, Zhao Yi, Shi Jianjiang, He Xiangning. Interleaved and Isolated Boost Converters With Switched Capacitors[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29 (21): 14-20 (In Chinese).
- [19] 孟培培, 吴新科, 赵晨, 张军明, 钱照明. 一种新型界模式控制的变频软开关全桥 DC/DC 变流器 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32 (6): 106-112.
Meng Peipei, Wu Xinke, Zhao Chen, Zhang Junming, Qian Zhaoming. A Novel Variable Frequency Soft Switching Full-bridge DC/DC Converter With Critical Continuous Mode Control[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32 (6): 106-112 (In Chinese).

下转144页