

DOI: 10.7667/PSPC151821

基于改进平均电流控制的交错型磁耦合 DC-DC 变换器研究

陈东¹, 王磊², 赵君君¹

(1. 辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105; 2. 浙江艾罗电源有限公司, 浙江 杭州 310000)

摘要: 以多相交错型 DC-DC 变换器为研究对象, 首先对变换器主电感进行磁集成研究, 通过归一化等效电感分析, 给出多相磁耦合电感设计准则。采用小信号对变换器 Buck 模式进行建模, 推演出状态变量到控制变量的传递函数。然后依据三相磁耦合变换器的开环特性, 并结合平均电流控制的不足, 设计出对应补偿网络, 提出补偿电流环的改进平均电流控制策略。最后通过仿真和实验, 证明了所提出的新型控制策略, 较之传统控制方式, 可优化系统稳态及暂态特性。同时, 磁耦合电感设计还改善了相电流纹波, 提高了变换器暂态电流响应速度。

关键词: 交错并联; 磁耦合; 小信号建模; 改进平均电流控制

Research of staggered parallel magnetic DC-DC converters based on improved average current control

CHEN Dong¹, WANG Lei², ZHAO Junjun¹

(1. College of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China;
2. Zhejiang SolaX Power Co., Ltd., Hangzhou 310000, China)

Abstract: Taking the heterogeneity interlocking DC-DC converter as the object of study, firstly, this paper conducts the magnetic integration research on the main inductance of the converter, and proposes the design criterion of the heterogeneity magnetic coupling inductance through the analysis of normalized equivalent inductance. The research conducts the model building of the Buck mode of the converter with the small-signal, and deduces the transfer function from the state variables to control variables. Secondly, based on both the open-loop features of three-phase magnetic coupling converter and the deficiency of average current control, the control strategy of the improved average current for the bucking current loop is proposed. Finally, through the simulation and experiment, it proves that the proposed new type control strategy can optimize the stable state and transient behavior of the system compared with the traditional control mode. Meanwhile, the design of the magnetic coupling inductance also improves the phase current ripple, as well as enhances the response speed of the transient current of the converter.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51274118).

Key words: staggered parallel; magnetic integration; small signal modeling; improved average current control

0 引言

随着环境问题的日益突出和石化能源的过度消耗, 太阳能、风力、飞轮储能等分布式新能源发电受到各国追捧, 得到了飞速发展, 与此同时, 基于 V2G 技术的新能源汽车、计及新能源微电网技术的电动汽车充放等同样受到高度重视, 成为各界研究的重点和热点。然而, 无论上述新能源分布式发电系统, 抑或是新能源汽车及其 EV 充放电系统,

要实现新能源的综合消纳和高效利用, 必须依赖储能系统, 以及可实现能量双向流动的功率变换器装置。考虑新能源发电系统及储能系统对双向直流变换器的要求, 可采用具有高输入输出电压变比, 电流纹波小、开关管电压应力低、可满足低压大功率场合的多相耦合交错型非隔离双向 DC-DC 变换器。因此, 分析交错型磁耦合变换器小信号模型, 研究更准确的建模方法及更有效的控制策略, 保证变换器稳定高可靠性的工作就有着非常重要的意义^[1-3]。

现有文献中关于交错并联双向 DC-DC 变换器

控制策略大多采用电压控制或 PI 控制策略, 其控制精度、稳定性及暂态响应速度都难以达到理想效果^[4-8]。文献[9-10]提出了基于复合电源的交错并联变换器的 R-S-T 控制策略, 然而文献只进行了仿真研究, 而无具体的实验验证, 得到的结论缺乏完整性和实用性。

基于此, 笔者结合新能源发电系统及储能系统中直流变换器的需求, 选择多相耦合交错型磁集成双向 DC-DC 变换器, 并以能量从高压侧(如直流母线)传输到低压侧(如蓄电池端口)的 Buck 工作阶段为研究对象, 首先对多相磁耦合双向 DC-DC 变换器主电感进行磁耦合研究和磁耦合电感设计, 分析变换器 Buck 工作模式, 采用小信号建模方式对磁耦合变换器建模并推演出状态变量到控制变量的传递函数, 根据三相磁耦合交错型 Buck 变换器的开环特性及传统 PI 控制策略的不足, 设计出相应的补偿网络, 提出基于补偿电流环的改进平均电流控制策略对系统加以优化, 最后设计制作实验样机进行仿真和实验, 结果表明, 变换器采用改进平均电流控制策略较之传统控制方式, 其稳态性能和动态特性都有明显提升, 同时磁耦合耦合电感的设计有效降低了输出电流纹波, 改善了系统稳态及暂态特性。

1 多相交错型磁耦合 Buck 变换器工作模式及等效电感分析

本文采用的三相磁耦合交错型双向 DC-DC 变换器 Buck 模式主电路拓扑如图 1 所示。主电路中的每个开关管依次相差 180° 相位角导通和关断, 交错并联拓扑可以满足光伏储能系统低压大电流的要求, 保证蓄电池以较大电流快速充电, 同时可以减小输入输出电流纹波, 提高工作频率, 改善变换器的功率密度^[11]。

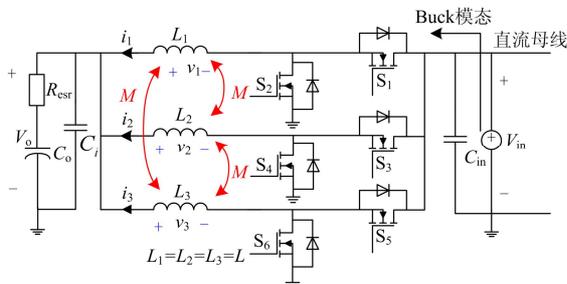


图 1 三通道交错并联磁耦合 Buck 变换器主拓扑

Fig. 1 Main circuit of multi-channel interleaving parallel magnetic integrated Buck converter

变换器运行 Buck 模式, 低压侧为蓄电池单元,

高压侧为新能源发电系统直流母线, V_{in} 为输入电压, 开关频率为 $f=1/T_s$, 占空比 $D=T_{on}/T_s$, 功率开关管依照脉冲信号来控制导通与关断。电感采用反向耦合设计, L_1 和 L_2 和 L_3 为电感, M 为互感, 耦合系数 $k=M/L$, i_1 、 i_2 、 i_3 为通道电感电流, v_i 为加载在 L_i 上的端电压, 根据电路基本原理三相电感绕组的电压方程为^[9]

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \\ v_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \\ v_3 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

变换器运行 Buck 模式, 一个开关周期有 6 个工作模式, 变换器电压值有两种不同形式, 为方便表述, 设 $V_a = V_{in} - V_o$, $V_b = -V_o$, 当 $0 < D < 1/2$, 以电感伏秒平衡即 $V_a D + V_b (1-D) = 0$ 为基础, 结合式(1)电压方程得到变换器单通道一个周期内六个工作模式的等效电感^[10]。

模式 1:

$$L_{eq1} = \frac{(L-M)(L+2M)}{L + (1 + \frac{D}{D'}) \cdot M} \quad (2)$$

模式 2、模式 4 和模式 6:

$$L_{eq2} = L_{eq4} = L_{eq6} = L + 2M \quad (3)$$

模式 3 和模式 5:

$$L_{eq3} = L_{eq5} = \frac{(L-M)(L+2M)}{L + \frac{D'}{D} M} \quad (4)$$

一个开关周期单通道各个工作模式的电流之和:

$$D \frac{V_a}{L_{eq1}} + \frac{V_b}{L_{eq2}} \cdot (1-3D) + \frac{V_b}{L_{eq3}} \cdot D = 0 \quad (5)$$

作出第一通道等效电感及稳态电流如图 2 所示。

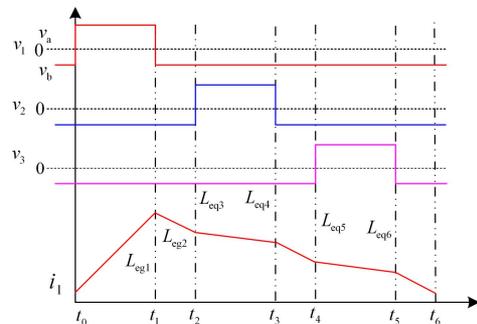


图 2 $0 < D < 1/3$ 时等效电感与稳态电流波形图

Fig. 2 Equivalent inductances and stable current of 3-channel Buck converter

分析一个周期内, 电流 i_1 的增量之和为 0, 结合图 2 得到单通道的稳态电感电流纹波为

$$\Delta I_1 = \frac{V_a \cdot D}{L_{eq1} \cdot f} \quad (6)$$

耦合情况下, 变换器稳态总输出电流纹波为

$$\Delta I = \frac{v_1 + v_2 + v_3}{L_{eq2} \cdot f} D = \frac{1-3D}{L_{eq2} f} V_{in} \quad (7)$$

由上文分析可知, 稳态电流纹波与耦合度和占空比之间相互关联, 因此可通过等效暂态电感与稳态电感进行电感归一化来寻找到最佳耦合系数, 并以此为依据进行耦合电感设计^[12]。三通道交错型磁集成双向变换器 Buck 模式下其电感任意两两耦合的归一化变化曲线如图 3 所示。

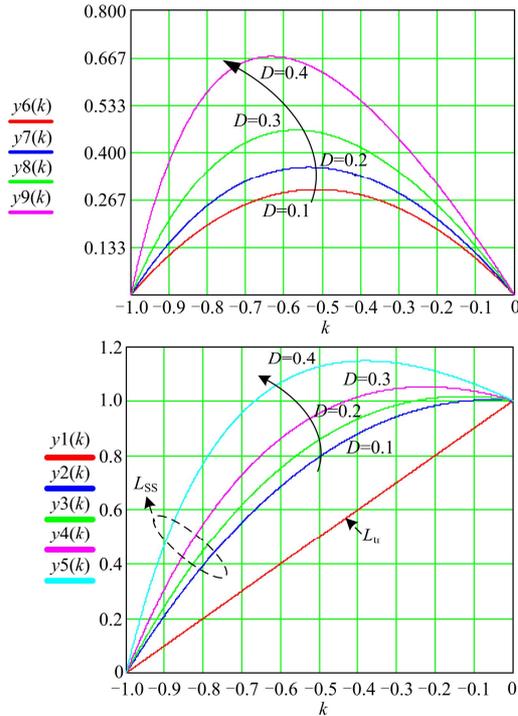


图 3 归一化等效电感 L_{ss} 、 L_r 与 K 和 D 之间关系
Fig. 3 Relation curve between normalized equivalent inductance L_{eq} , L_{ez} and K , D

由图 3 可知, 等效稳态电感同时和占空比及耦合系数有关, 而等效暂态电感仅与耦合系数有关。可以以此为依据合理设计耦合电感的耦合系数以达到提高动态响应兼顾改善通道稳态纹波的目的^[13]。

2 三相磁耦合交错型 Buck 变换器建模

对变换器一个开关周期内四个工作模式对应状态方程进行小信号建模, 得到各通道电感电压状态方程如下:

$$\begin{cases} v_{L1} = L_{eq1} \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = (L_1 + M) \frac{di_{L1}}{dt} - M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} \\ v_{L2} = L_{eq2} \cdot \frac{di_{L2}}{dt} = (L_2 + M) \frac{di_{L2}}{dt} - M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} \\ v_{L3} = L_{eq3} \cdot \frac{di_{L3}}{dt} = (L_3 + M) \frac{di_{L3}}{dt} - M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} \end{cases} \quad (8)$$

高压侧 $v_{in}(t)$ 和低压侧 $v_o(t)$ 在一个开关周期内小范围连续变化, 可得到其均值表达式分别为 $\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s}$ 和 $\langle v_o(t) \rangle_{T_s}$, 由此又得到电感电压在一个周期内的均值表达式:

$$\begin{cases} \langle v_{L1-M}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_M(t) \rangle_{T_s} = \\ \quad d_1(t) \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{L2-M}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_M(t) \rangle_{T_s} = \\ \quad d_3(t) \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \\ \langle v_{L3-M}(t) \rangle_{T_s} + \langle v_M(t) \rangle_{T_s} = \\ \quad d_5(t) \langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_o(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (9)$$

对输出电压 $\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s}$ 、 $d_1(t)$ 、 $d_3(t)$ 、 $d_5(t)$ 在直流工作点附近做扰动, 得到扰动后的电感电流状态方程的稳态关系表达式:

$$(L_1 - M) \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} + M \frac{d[\hat{i}_{L1} + \hat{i}_{L2} + \hat{i}_{L3}]}{dt} = \quad (10)$$

$$D_1 V_{in} - V_o - [\hat{i}_{L1} + \hat{i}_{L2} + \hat{i}_{L3}] R_{csr}$$

整理得到 Buck 模式下交流小信号动态模型:

$$\begin{bmatrix} L_1 & M & M \\ M & L_2 & M \\ M & M & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{L3}}{dt} \end{bmatrix} = \hat{v}_{in}(t) - \begin{bmatrix} D_2' \\ D_4' \\ D_6' \end{bmatrix} \hat{v}_o(t) + V_o \begin{bmatrix} \hat{d}_2 \\ \hat{d}_4 \\ \hat{d}_6 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = D_2' \hat{i}_{L1}(t) - I_{L1} \hat{d}_2(t) + D_4' \hat{i}_{L2}(t) - \quad (12)$$

$$I_{L2} \hat{d}_4(t) + D_6' \hat{i}_{L3}(t) - I_{L3} \hat{d}_6(t) - \frac{\hat{v}_o(t)}{R_{csr}}$$

Buck 模式的小信号交流等效电路如图 4 所示。将实际开关等效为理想开关, 用受控电流源 \hat{d}_L 代替主开关管, 受控电压源 $V_{in} \hat{d}(t)$ 代替同步整流管^[14]。

对系统进一步简化计算, 设 $\hat{v}_{in}(s) = 0$, 对状态方程式拉氏变换, 得到如下方程式:

$$\begin{cases} L\hat{i}_L s - M\hat{i}_L s = V_{in}\hat{d} - \hat{v}_o \\ C\hat{v}_o s = 2\hat{i}_L - \frac{\hat{v}_o}{R_{esr}} \end{cases} \quad (13)$$

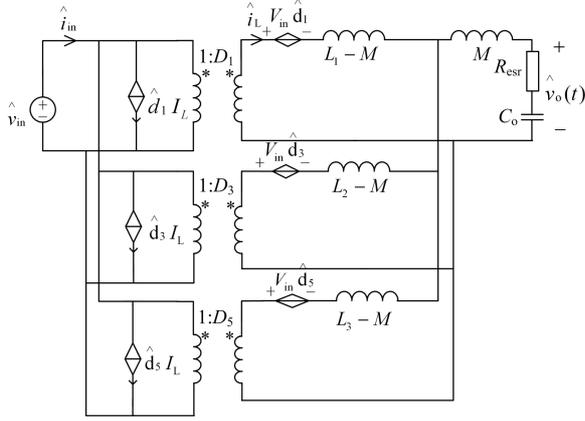


图 4 三相交错 Buck 变换器小信号交流等效电路

Fig. 4 Small equivalent circuit in Buck mode

综上所述, 推导得到 Buck 变换器的控制变量

$\hat{d}(s)$ 到状态变量 $\hat{i}_L(s)$ 的传递函数 $G_{id}(s)$:

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_o(s)=0} = \frac{V_{in} \cdot C \cdot s + \frac{V_{in}}{R_{esr}}}{(L-M)Cs^2 + \frac{(L-M)}{R_{esr}}s + 2} \quad (14)$$

同理, 控制变量 $\hat{d}(s)$ 到状态变量 $\hat{v}_o(s)$ 传递函数

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{v}_o(s)=0} = \frac{2V_{in}}{[(L-M)Cs^2 + \frac{(L-M)}{R_{esr}}s + 2]} \quad (15)$$

3 基于改进平均电流控制的电流调节器

变换器采取平均电流控制方案, 其控制系统原理如图 5 所示。图中 V_{el} 为电压外环输出值, V_{el} 与 V_r 通过电流环获得误差信号 V_{e2} , 将其与锯齿波进行比较获得 PWM 驱动信号来控制功率开关管导通与关断, 达到电压与电流双闭环控制效果。其中电流环和电压环构成电流电压双闭环系统。平均电流控制的实现是通过对电流环节加入具有积分环节的电流调节器。

图 6 所示为采取改进平均电流控制方案结构框图, 图中 $G_{cu}(s)$ 为电压环补偿, $G_{ci}(s)$ 为电流环补偿, $G_m(s)$ 为 PWM 调制器传函, $G_{id}(s)$ 为控制到输出的电感电流开环传递函数, $G_{vi}(s)$ 为电感电流到输出电压的传递函数, $H_i(s)$ 与 $H_v(s)$ 分别代表电流

环与电压环的采样网络传递函数。考虑平均电流控制的缺点, 本文在闭环电流环中加入补偿环节来提高控制性能, 电流补偿环控制框图如图 7 所示。

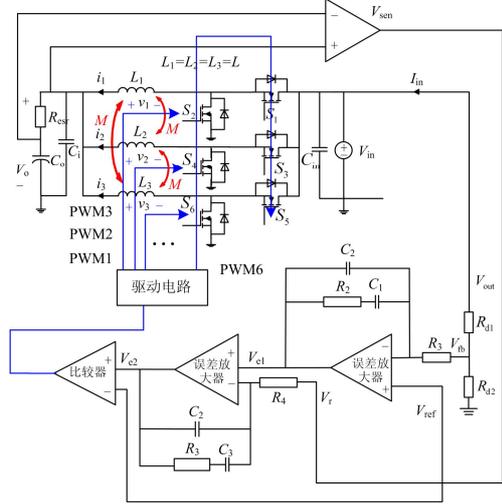


图 5 平均电流控制系统原理图

Fig. 5 Average current control system

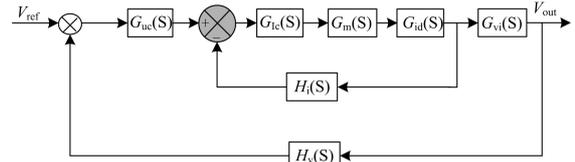


图 6 平均电流控制结构框图

Fig. 6 Average current control block diagram

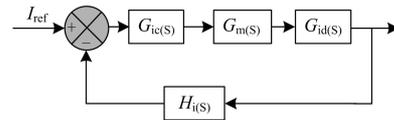


图 7 电流补偿环控制框图

Fig. 7 Diagram block of current control

最后得到非线性交流小信号状态方程下 boost 模式下控制电路如图 8 所示。

4 仿真与实验验证

4.1 Buck 工作模式稳态及暂态仿真

为验证笔者提出的控制策略的有效性, 构建三相 Buck 变换器进行负载突变仿真实验, 仿真参数为: 高压侧为 28 V, 低压侧 14 V, 滤波电容 $C_o=1500 \mu F$, 电感自感 $L=110 \mu F$, 耦合系数 $k=-0.65$ 、开关频率为 $f=100 \text{ kHz}$, 对通道输出电流及输出电压分别控制, 得到施加电流补偿环前后, 输出电流从 0 A 突变至 1.5 A 以及输出电压自 0 V 突变至 14 V 过程中, 系统输出电流与输出电压仿真波形分别如图 9、10 所示。

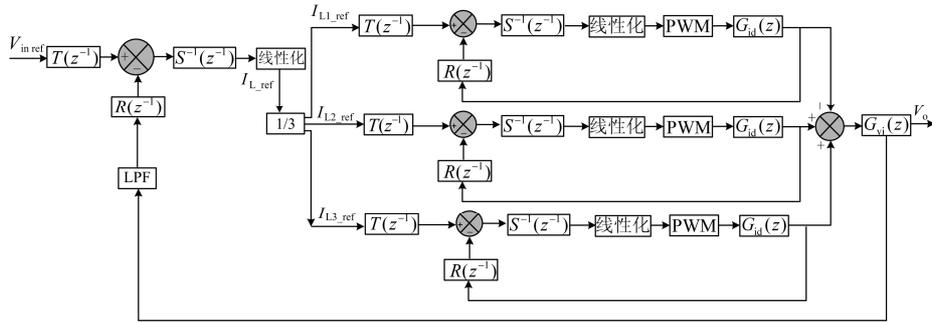


图 8 三相交错型 Buck 变换器控制逻辑电路框图

Fig. 8 Control circuit in Buck mode

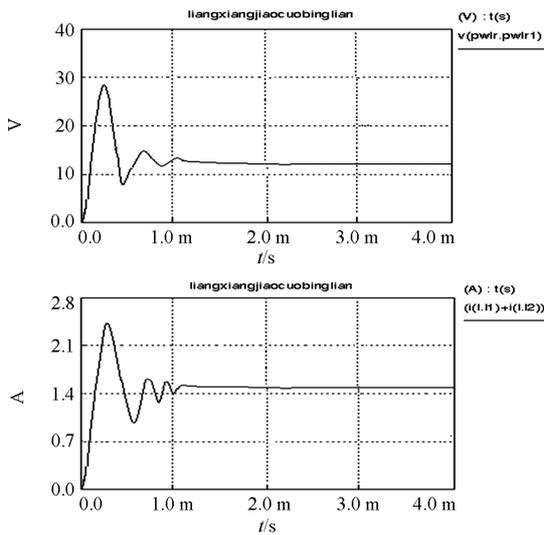


图 9 施加电流补偿环节前系统输出波形

Fig. 9 System output waveform without current loop control

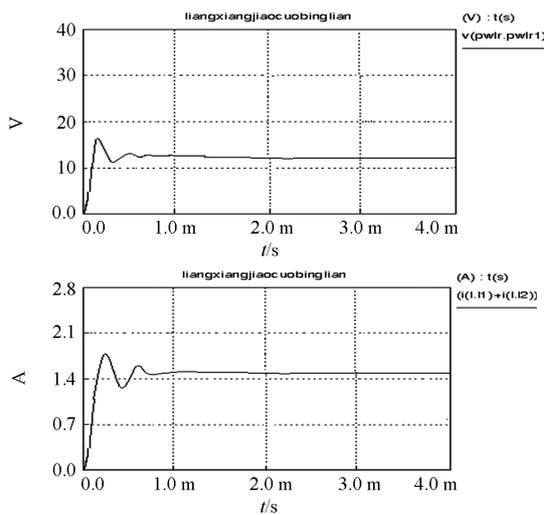


图 10 施加电流补偿环节后系统输出波形

Fig. 10 System output waveform with current loop control

对比图 9 和图 10 可以看出,施加改进平均电流控制后超调有所降低,提高了系统的动态性能。

采用本文提出的控制策略,在 Buck 工作模式下对低压侧蓄电池进行恒压限流充电控制仿真,设定恒压值为 10 V、限电流为 6 A,得到仿真结果如图 11 所示,结果表明,当充电电压达到设定的钳位值时,电流就被拉低到接近零,证明控制策略充电钳位电压的有效性,可以有效防止蓄电池过充。

为验证本文提出控制策略的暂态特性,对输出侧进行负载突变仿真,结果如图 12(a)和 12(b)所示,分析可知,当负载电阻由 2 Ω到 0.5 Ω突变,即变换器输出电流由 5 A 变为 20 A 过程时,采用本文提出的控制策略较之传统 PI 控制,无论在调节速度、超调量以及调节时间上都具有更好的效果。

4.2 Buck 工作模式稳态和暂态实验

为进一步验证本文提出的控制策略的优越性,及耦合电感设计的有效性,分别采用耦合电感和非耦合电感进行稳态和暂态实验,实验样机高压侧电压 36 V,低压侧电压为 9 V,占空比 $D=0.25$,每通道开关频率 $f=100$ kHz,得到采用耦合和非耦合电感的稳态相电流纹波及开关管压降实验波形如图 13 所示,可知,采用耦合电感设计可有效改善变换器输出相电感电流纹波,降低损耗,改善稳态特性及转换效率。

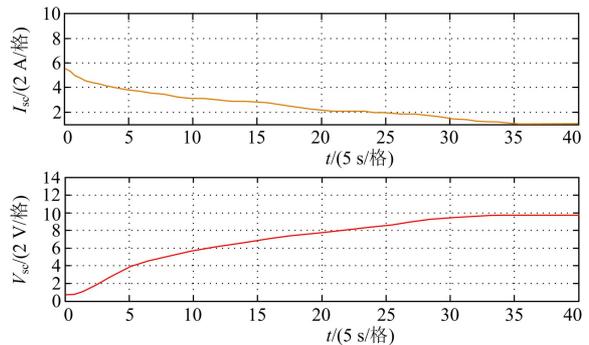


图 11 Buck 工作模式下的恒压限流仿真波形

Fig. 11 Constant current-limit steady-state simulation waveform in Buck mode

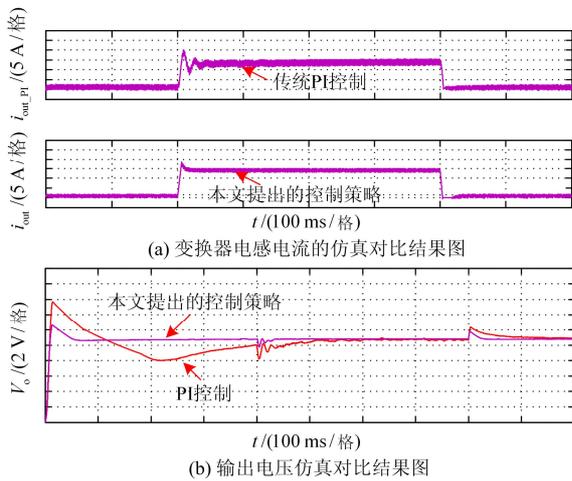


图 12 动态仿真试验对比波形
Fig. 12 Dynamic test simulation waveform comparison in Boost mode

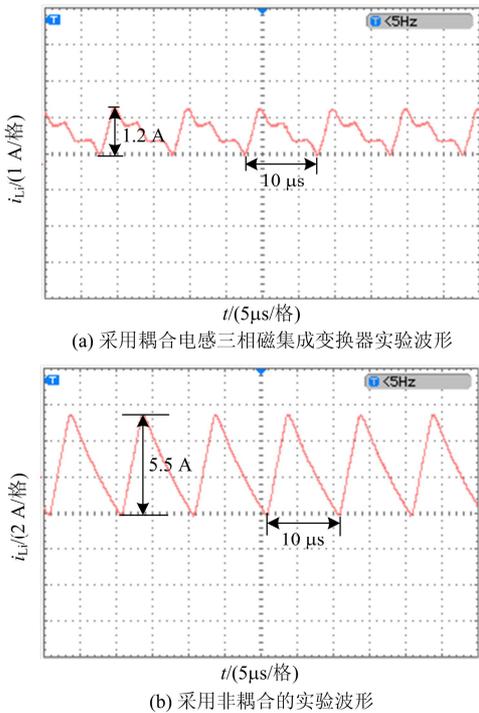


图 13 采用耦合电感和非耦合电感情况下变换器
稳态相电流纹波实验比较
Fig. 13 Results of steady state phase currents
with/without coupled inductors

为了进一步验证变换器采用本文所提出的基于改进平均电流控制策略的在暂态性能方面的优越性, 采用输入侧为直流母线, 输出侧为电阻负载的系统结构, 对负载电阻进行扰动性突变, 控制变换器输入电压保持恒定, 调节负载电阻使输出电流

由 1.8 A 突变为 3.2 A, 变换器采用两种不同控制策略的电流输出波形如图 14(a)、14(b)所示, 可知, 变换器采用传统 PI 控制的电感电流瞬态响应时间为 500 μ s、超调为 1.1 A, 而采用本文所述控制策略时变换器电感电流瞬态响应时间为 200 μ s、超调为 0.5 A, 笔者提出的控制策略在暂态响应速度、超调量以及调节时间上都较之传统 PI 控制效果更好。

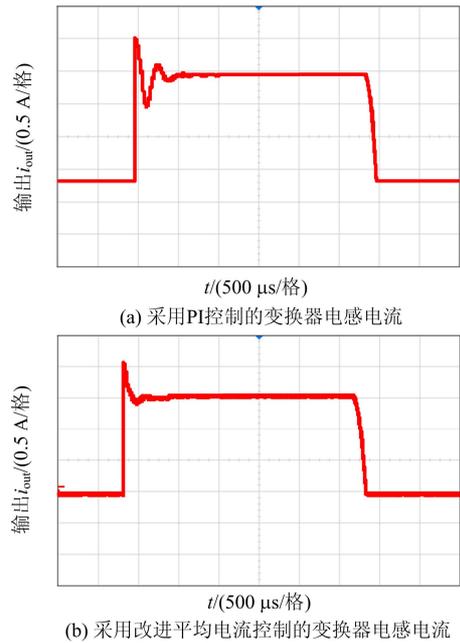
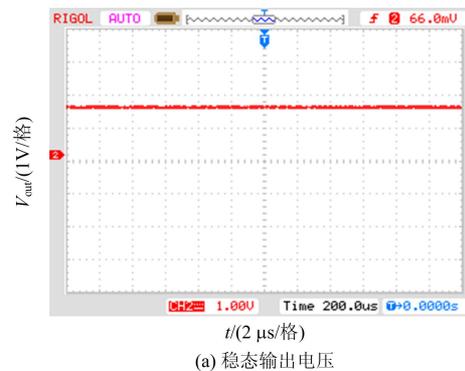


图 14 Buck 模式动态对比实验波形
Fig. 14 Inductor current contrast experiment Buck mode

最后, 为了验证变换器 Buck 模式下采用基于改进平均电流控制策略运行的瞬态响应特性和负载突变情况下工作稳定性, 采用在 2.5 kHz 负载动态, 输出电流以 10 A/ μ s 的变化率在 65 A 和 80 A 之间切换情况下变换器的输出稳态和动态电流波形如图 15 所示, 实验结果表明, 所提出控制策略可以使变换器 Buck 模式具有良好的稳态和动态输出, 保证负载大电流动态突变情况下良好的工作稳定性。



(a) 稳态输出电压

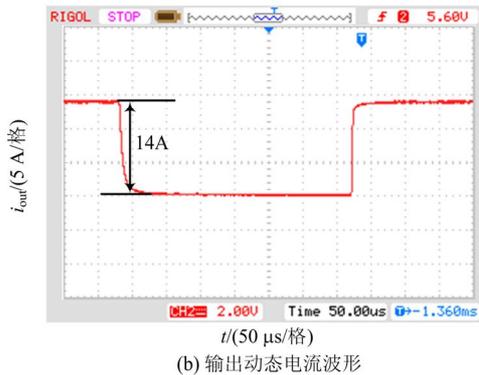


图 15 动态突变情况下变换器可靠性运行实验波形
Fig. 15 Experimental waveforms of converter reliable operation when dynamic mutation

5 结论

本文针对新能源发电系统及储能系统用多相耦合交错型双向 DC-DC 变换器及其控制策略展开研究, 首先进行交错控制型磁集成变换器耦合电感设计研究, 给出多相磁耦合电感优化设计准则, 然后基于三通道交错并联磁耦合变换器 Buck 模式, 提出一种加入电流补偿环节的改进平均电流控制策略, 通过仿真和实验, 本文提出的控制策略较传统的控制方案更能提高系统的稳定性和动态性能, 以更好地满足双向 DC-DC 变换器响应快速性和运行稳定性的需求。

参考文献

- [1] LAI J S, NELSON D J. Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles[C] // Proc IEEE and Electron. Taipei, Taiwan, 2007: 766-777.
- [2] VEERACHARY M. Power tracking for nonlinear PV sources with coupled-inductor SEPIC converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, 2005, 35(41): 1019-1029.
- [3] 杨玉岗, 李洪珠. 可削减直流偏磁耦合磁件在 Buck/Boost 变换器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 50-54.
YANG Yugang, LI Hongzhu. Research on the application of an integrated magnetics whose dc-bias can be reduced in DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 50-54.
- [4] 欧阳长莲, 严仰光. 同步整流 Buck 变换器断续工作模式建模分析[J]. 电工技术学报, 2002, 17(6): 53-58.
OUYANG Changlian, YAN Yangguang. Modeling analysis of synchronous rectifier buck converter in discontinuous conduction mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(6): 53-58.
- [5] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005.
- [6] 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.
- [7] 杨玉岗, 祁麟, 李龙华. 交错并联磁耦合 Buck 变换器本质安全性输出纹波电压的分析[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 181-188.
YANG Yugang, QI Lin, LI Longhua. Analysis of output ripple voltage of essential safety for interleaving magnetics buck converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 181-188.
- [8] 曹生允, 宋春宁, 林小峰, 等. 用于电池储能系统并网的 PCS 控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 31(24): 93-98.
CAO Shengyun, SONG Chuning, LIN Xiaofeng, et al. Study of PCS's control strategy for battery energy storage grid-connected system[J]. Power System Protection and Control, 2014, 31(24): 93-98.
- [9] 荣德生, 赵君君, 陈淑涵. 基于复合电源双向 DC/DC 变换器 R-S-T 控制策略[J]. 微电子学与计算机, 2015, 32(3): 36-40.
RONG Desheng, ZHAO Junjun, CHEN Shuhan. The R-S-T control strategy of hybrid power bi-directional DC/DC converter[J]. Microelectronics and Computer, 2015, 32(3): 36-40.
- [10] 荣德生, 代雨晴, 赵君君, 等. R-S-T 控制的复合电源双向 DC/DC 变换器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(7): 132-137.
RONG Desheng, DAI Yuqing, ZHAO Junjun, et al. Design of hybrid power bi-directional DC/DC converters based on R-S-T control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(7): 132-137.
- [11] 殷桂梁, 李相男, 郭磊, 等. 混合储能系统在风光互补微电网中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报, 2015,

- 27(1): 49-53.
- YIN Guiliang, LI Xiangnan, GUO Lei, et al. Application of hybrid energy storage system on wind/solar hybrid microgrid[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2015, 27(1): 49-53.
- [12] 杨玉岗, 邹雨霏, 代少杰, 等. DCM 模式下交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的稳态性能分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(11): 60-70.
- YANG Yugang, ZOU Yufei, DAI Shaojie, et al. Steady state performance analysis of the interleaving and magnetically integrated bidirectional DC /DC converter under DCM mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(11): 60-70.
- [13] 杨玉岗, 李涛, 李海光, 等. 交错并联磁耦合双向 DC-DC 变换器非对称耦合电感的研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 147-156.
- YANG Yugang, LI Tao, LI Haiguang, et al. Research on asymmetric coupled inductor of interleaving magnetic integration bidirectional DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10):147-156.
- [14] 杨玉岗, 叶菁源, 宁浩轩, 等. “E 王 E” 形耦合电感器的设计及其在交错并联磁耦合双向 DC-DC 变换器中的应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(4): 88-97.
- YANG Yugang, YE Qingyuan, NING Haoxuan, et al. Design of “E 王 E” shape coupled inductors and its application in interleaving magnetic integrated bidirectional DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(4): 88-97.

收稿日期: 2015-10-15; 修回日期: 2016-05-01

作者简介:

陈东(1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术; E-mail: m15382011401@163.com

王磊(1991-), 男, 通信作者, 硕士, 研究方向为电力电子磁技术, 功率电子变换技术, 新能源微电网技术。E-mail: 15382025383@163.com

(编辑 葛艳娜)