

# Multi-Phase DC-DC Converter with Bi-Directional Power Flow Ability for FCEV

Zengquan Yuan<sup>1</sup>, Xi Chen<sup>1</sup>, Haiping Xu<sup>1</sup>, Zhiqiang Xu<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Inst. of Electrical Engineering (IEE), Chinese Academy of Sciences (CAS), Beijing

<sup>2</sup>Green Energy Technology of China (Beijing) Co. Ltd., Beijing

Email: zengquanyuan@mail.iee.ac.cn, chenxi@mail.iee.ac.cn, hpxu@mail.iee.ac.cn, xzq@getc.ac.cn

Received: Mar. 2<sup>nd</sup>, 2019; accepted: Mar. 17<sup>th</sup>, 2019; published: Mar. 25<sup>th</sup>, 2019

---

## Abstract

This article proposes a multi-phase bidirectional DC-DC converter for FCEV. The Signal Flow Graph (SFG) models for CCM and DCM with bidirectional power flow are analyzed. Based on the transfer function, the dual closed-loop controller is designed. Finally a prototype of 150 kVA DC-DC converter is constructed.

## Keywords

DC-DC Converter, Multi-Phase, Bidirectional, FCEV

---

# 燃料电池车用多相DC-DC变换器研究

原增泉<sup>1</sup>, 陈曦<sup>1</sup>, 许海平<sup>1</sup>, 许志强<sup>2</sup>

<sup>1</sup>中国科学院电工研究所, 北京

<sup>2</sup>北京中科绿能科技有限公司, 北京

Email: zengquanyuan@mail.iee.ac.cn, chenxi@mail.iee.ac.cn, hpxu@mail.iee.ac.cn, xzq@getc.ac.cn

收稿日期: 2019年3月2日; 录用日期: 2019年3月17日; 发布日期: 2019年3月25日

---

## 摘要

本文针对燃料电池车用多相DC-DC变换器进行了分析与设计。首先针对多相双向DC-DC变换器拓扑进行研究, 并通过信号流图(SFG)法对其进行了建模分析, 针对连续工作状态(CCM)和断续工作状态(DCM)下的系统工作状态进行了研究。采用电压、电流双闭环对系统进行全数字化控制。搭建了150 kW双向DC-DC变换器实验平台并对系统性能进行了实验验证。

## 关键词

DC-DC变换器, 多相, 双向, 燃料电池车

Copyright © 2019 by authors and Hans Publishers Inc.

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

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



Open Access

## 1. 引言

近年来, 由于环境保护、能源需求等方面的考虑, 针对电动汽车的研究与应用得到了广泛的发展, 其中, 燃料电池电动汽车是电动汽车领域中的一大重要发展方向。国内外针对燃料电池车开展了一系列的研究, 如美国、德国、日本等国家均针对燃料电池电动车开展了研究, 我国研制的燃料电池车也相继在奥运会、世博会等重大场合开展了试运行[1]。

由于燃料电池自身特性, 需要在其输出与后级用电设备间使用 DC-DC 变换器进行控制调节。通过针对 DC-DC 变换器的设计, 使系统具有宽范围输入电压、输入电流纹波小等特点。其中, 双向 DC-DC 变换器是燃料电池车组成的关键技术之一, 在燃料电池车运行及加速时, 通过变换器向执行电机提供能量; 制动及减速时, 通过变换器回收能量, 从而提升整车性能。此外, 对于减小输入电流纹波方面, 多相交错并联结构的 DC-DC 变换器也受到了广泛关注[2] [3] [4] [5]。因此针对燃料电池车用多相双向 DC-DC 变换器的研究十分重要。

本文研究了燃料电池车用多相双向 DC-DC 变换器的拓扑结构, 并通过信号流图(SFG)法对其进行了建模分析, 针对连续工作状态(CCM)和断续工作状态(DCM)下的系统工作状态进行了研究。采用电压、电流双闭环对系统进行全数字化控制。搭建了 150 kW 双向 DC-DC 变换器实验平台并对系统性能进行了实验验证。

## 2. 多相双向 DC-DC 变换器拓扑及工作原理

半桥式 IGBT 电源模块因其重量轻、性能可靠的特点, 目前广泛应用于工业领域中。为了使变换器达到体积小、重量轻、性能可靠的要求, 本文构建了多相双向基于半桥的 DC-DC 转换器(MPBC), 其拓扑如图 1 所示。

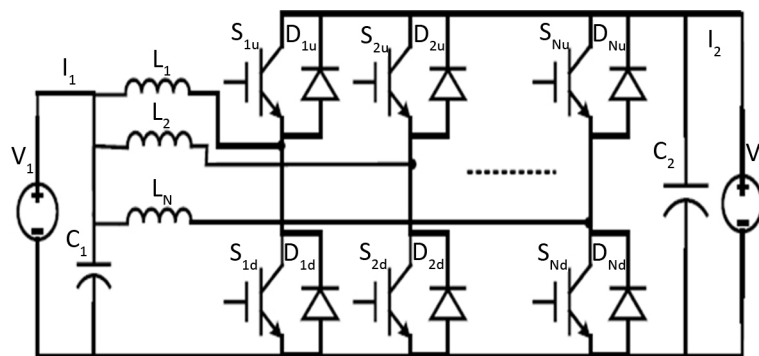


Figure 1. Multi Phase Bi-directional DC-DC converter

图 1. 多相双向 DC-DC 变换器拓扑

**Boost 模式：**当所有开关管下管  $S_{1d}$ 、 $S_{2d}$ 、...、 $S_{Nd}$  处于开关状态，所有开关管上管始终关断，变换器工作在 boost 模式下，能量流动方向为  $V_1$  至  $V_2$ 。

**Buck 模式：**所有开关管上管  $S_{1n}$ 、 $S_{2n}$ 、...、 $S_{Nn}$  处于开关状态，所有开关管下管始终关断，变换器工作在 buck 模式下，能量流动方向为  $V_2$  至  $V_1$ 。

本文基于此拓扑提出了多相 PWM 策略。每相 PWM 信号间相位相差  $N\pi/2$ ，其波形及对应电感电流如图 2 所示。多相 PWM 策略具有以下优点：1、有效降低输入电流纹波。由于多相电感电流间存在相位差，使得输入总电流的纹波大大减小，对于燃料电池车等应用中有着重要作用。2、有效降低输入电感的感值，减小电感的体积与重量，从而降低变换器整体的体积与重量。3、降低输出电压纹波。

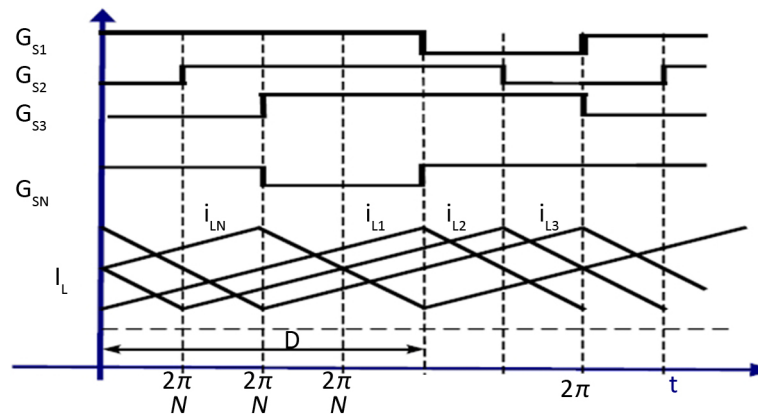


Figure 2. PWM & inductor current of MPBC converter

图 2. 变换器多相 PWM 信号及电感电流

### 3. 变换器信号流图(SFG)建模及分析

#### 3.1. 变换器连续工作状态(CCM)下的信号流图(SFG)模型

开关型变换器的等效电路随着其功率管的不同开关状态而改变。本文采用信号流图法对非线性功率转换器系统进行建模研究。CCM 模式下双向多相 DC-DC 变换器的 SFG 模型如图 3 所示。

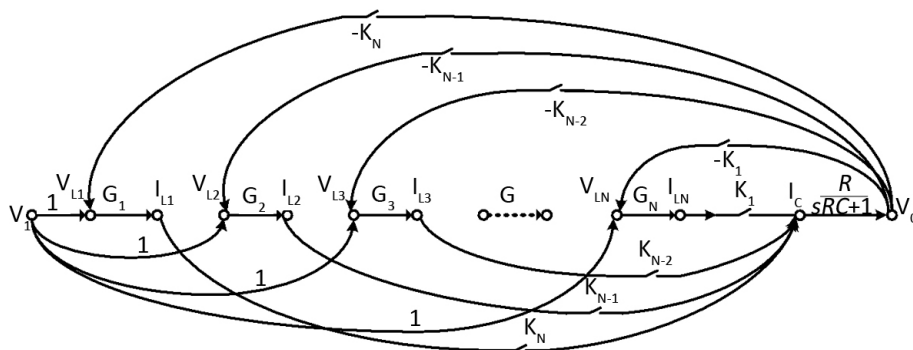


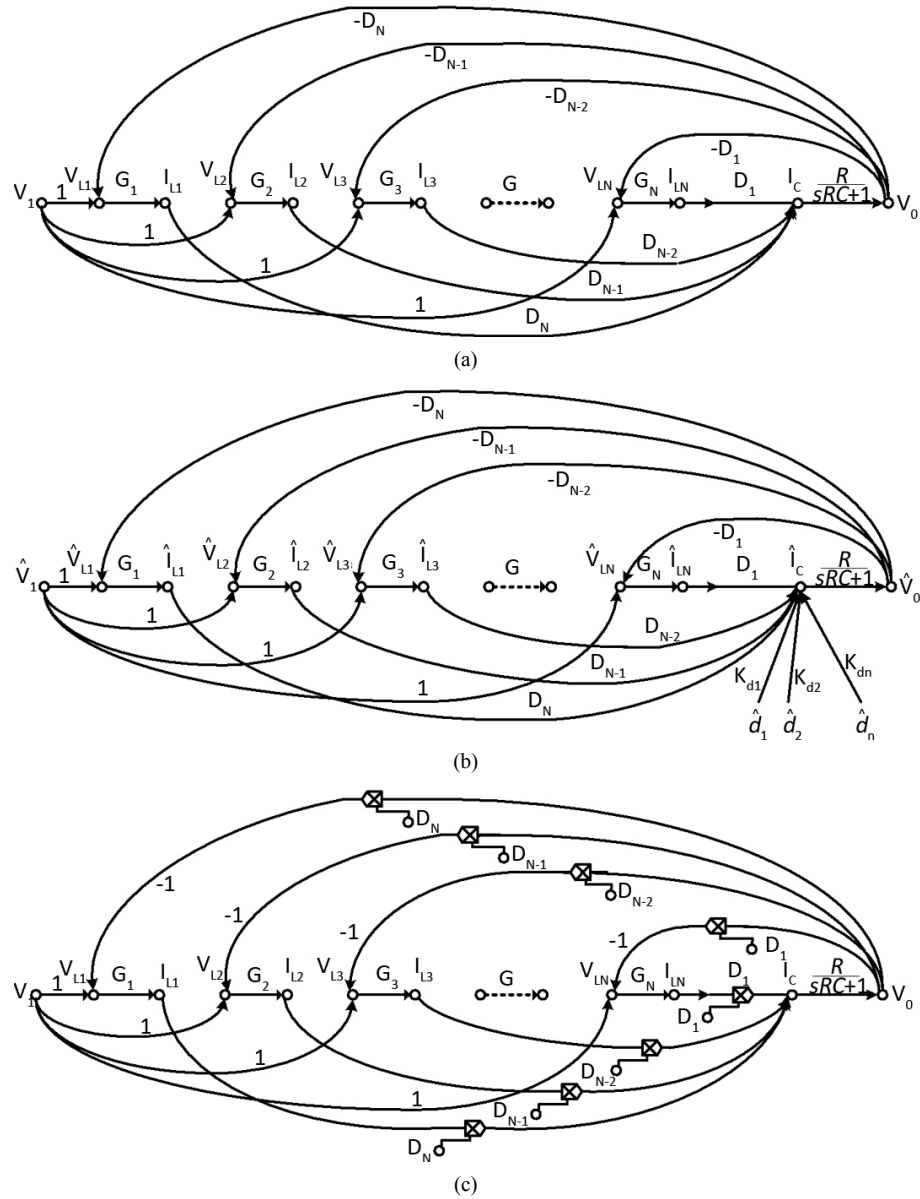
Figure 3. The unified SFG model for multi-phase DC-DC converter in CCM mode

图 3. CCM 模式下双向多相 DC-DC 变换器的 SFG 模型

其中，传递函数  $G_i$  可表示为：

$$G_i = \frac{1}{sL_i + r_i} \quad (i=1,2,\dots,N) \quad (1)$$

多相 DC-DC 变换器 CCM 模式下的直流模型、交流小信号模型和交流大信号模型如图 4(a)、图 4(b)、图 4(c)所示, 此模型适用于系统稳态、静态和瞬态分析。



**Figure 4.** The DC, AC small signal, AC large signal model for multiphase DC-DC converter in CCM mode

**图 4.** CCM 模式下的(a)直流模型 (b)交流小信号模型 (c)交流大信号模型

其中,

$$K_{di} = \left[ I_{L(N+1-i)} + I_{L1} + \left( -\frac{D_N}{sL_r + r_1} - \frac{D_i}{sL_{(N+1-i)} + r_{(N+1-i)}} V_o \right) \right], \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

假设每相电路均对称, 则有

$$r_1 = r_2 = \dots = r_n, L_1 = L_2 = \dots = L_n \quad (3)$$

则系统稳态下的关系可表示为

$$M = \frac{V_o}{V_I} = \frac{(1-D)R(r_1+r_2)}{(1-D)^2 R(r_1+r_2)+r_1r_2} \quad (4)$$

$$I_L = \frac{r_2 V_1}{(1-D)^2 R(r_1 + r_2) + r_1 r_2} \quad (5)$$

$$V_o = \frac{(1-D)R(r_1+r_2)V_1}{(1-D)^2 R(r_1+r_2) + r_1 r_2} \quad (6)$$

系统传递函数可表示为

$$G_{id} = \frac{(1-D)R(I_{L10} + I_{L20}) + (1+sRC)V_{O0}}{RCL_\gamma s^2 + L_\gamma s + 2(1-D)^2 R + (1+sRC)r_\gamma} \quad (7)$$

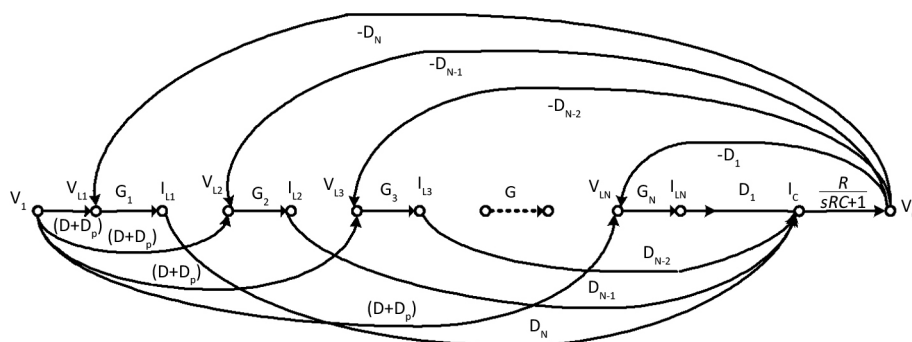
$$G_{vd} = \frac{-R(I_{L10} + I_{L20})(sL_2 + r_2) + 2(1-D)RV_{O0}}{RCL_2s^2 + L_2s + 2(1-D)^2R + (1+sRC)r_2} \quad (8)$$

$$G_{vu} = \frac{2(1-D)R}{RCL_s^2 + L_s s + 2(1-D)^2 R + (1+sRC)r_s} \quad (9)$$

$$Z_{out} = \frac{R(sL_2 + r_2)}{RCL_2 s^2 + L_2 s + 2(1-D)^2 R + (1+sRC)r_2} \quad (10)$$

### 3.2. 变换器断续工作状态(DCM)下的信号流图(SFG)模型

DCM 模式下双向多相 DC-DC 变换器的 SFG 模型如图 5 所示。



**Figure 5.** The unified SFG model for multi-phase DC-DC converter in DCM mode

**图 5.** DCM 模式下双向多相 DC-DC 变换器的 SFG 模型

其中, 传递函数  $G_i$  可表示为:

$$G_i = \frac{1}{sL_i + r_i}(D + D_p) \quad (i=1,2,\dots,N) \quad (11)$$

根据 DCM 模式下的 SFG 模型分析其稳态关系。假设每相电路均对称, 且有

$$r_1 = r_2 = \cdots = r_n \quad (12)$$

DCM 模式下的系统稳态关系为

$$M = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{D}{D_p} \quad (13)$$

$$I_L = \frac{D + D_p}{2RD_p^2} V \quad (14)$$

$$V_o = \frac{D + D_p}{D} V_s \quad (15)$$

$$D_p = \frac{K \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}} \right)}{2D} \quad (16)$$

$$K = \frac{L}{RT_s} \quad (17)$$

系统传递函数可表示为

$$G_{id} = \frac{sRD_p K_p (I_{L10} + I_{L20}) L_2 - (2RD_p^2 + s(1 + sRC)(1 + K_p)L_2)V_1 + s(1 + sRC)K_p L_2 V_{O0}}{sL_2 (RCL_2 s^2 + L_2 s + 2RD_p^2)} \quad (18)$$

$$G_{vd} = \frac{RK_p (s(I_{L10} + I_{L20})L_2 + 2D_p(V_1 - V_{O0}))}{RCL_2 s^2 + L_2 s + 2RD_p^2} \quad (19)$$

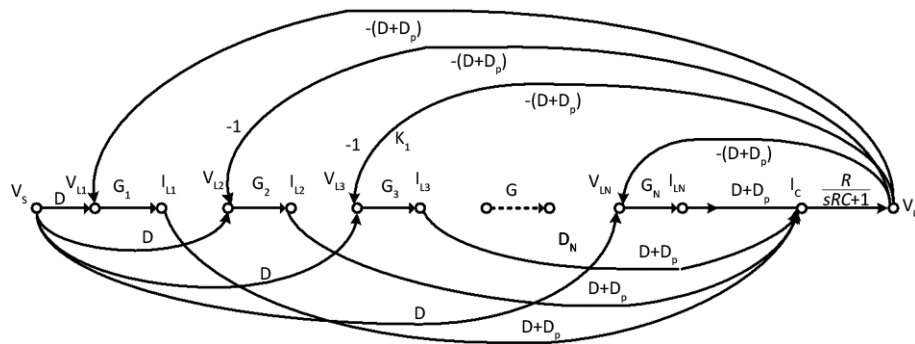
$$G_{vu} = \frac{2RD_p (D + D_p)}{RCL_2 s^2 + L_2 s + 2RD_p^2} \quad (20)$$

$$K_p = \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}} - \frac{K \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}} \right)}{2D^2} \quad (21)$$

根据以上公式分析可知, CCM 模式为 DCM 模式在满足  $D + D_p = 1$  关系下的特殊情况, 可通过条件关系根据 DCM 的模型得到 CCM 的模型。

### 3.3. 变换器断续工作状态(DCM)下的信号流图(SFG)模型(反向工作)

DCM 模式下变换器功率反向流动的 SFG 模型如图 6 所示。通过对偶法, 可通过正向功率流动的 SFG 模型对反向流动功率进行分析。DC-DC 变换器的双向变换如表 1 所示。



**Figure 6.** The SFG model for MPBC converter in DCM mode with reverse power flow  
**图 6.** DCM 模式下变换器功率反向流动的 SFG 模型

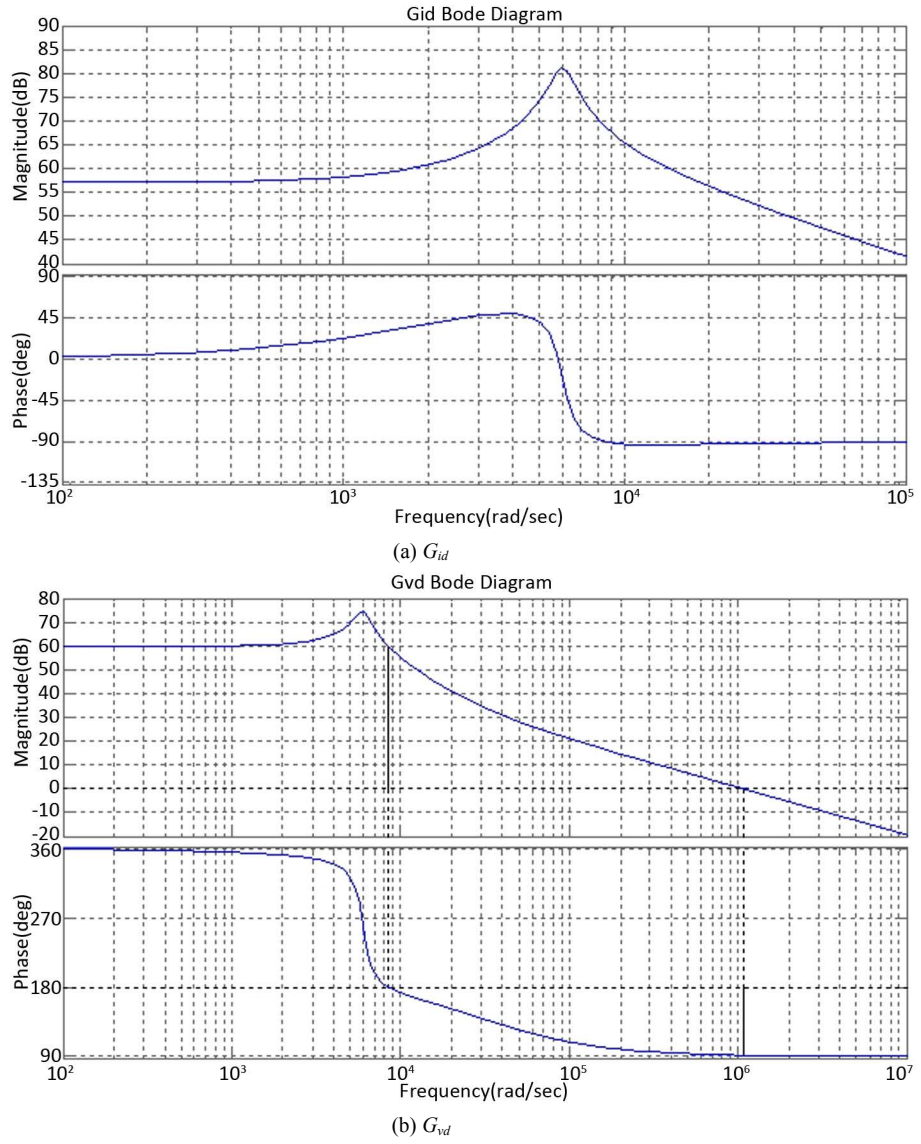
**Table 1.** Dual Transformation for MPBC  
**表 1.** DC-DC 变换器的双向变换

| Boost 状态 | Buck 状态 |
|----------|---------|
| $D$      | $D_p$   |
| $V_o$    | $V_s$   |
| $V_s$    | $V_o$   |

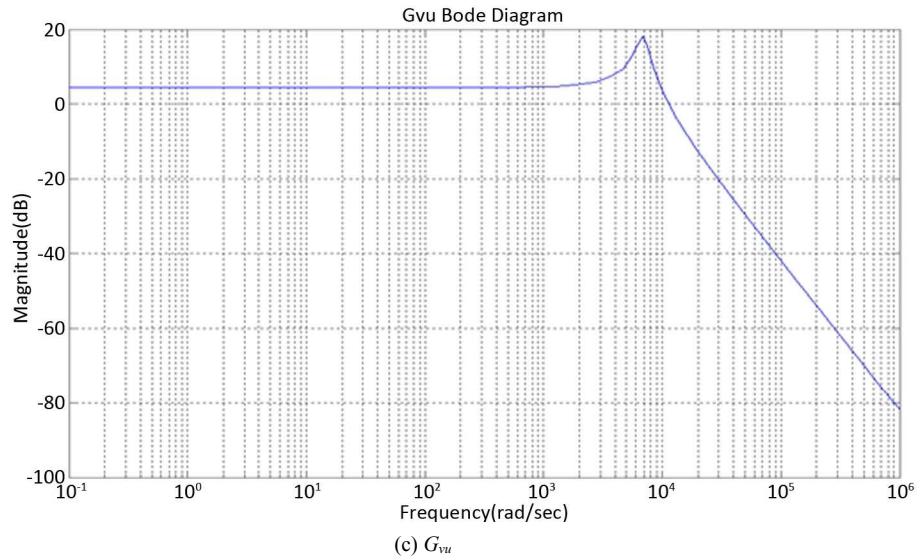
## 4. 多相变换器控制策略

### 4.1. 开环状态

根据传递函数, 通过 Matlab 对系统进行 bode 图绘制及稳定性分析。仿真参数为:  $V=584\text{ V}$ ,  $P_O=150\text{ kVA}$ ,  $L=50\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C=300\text{ }\mu\text{F}$ ,  $T_s=100\text{ }\mu\text{s}$ 。图 7 为系统 bode 图, 可以看出图 7(a)中传递函数  $G_{id}$  下系统稳定, 图 7(b)中传递函数  $G_{vd}$  下系统不稳定, 随着输入电压的变化, 动态输出电压的性能如图 7(c)所示。当频率大于  $10\text{ kHz}$  时,  $G_{vu}$  的值很小, 即输入电压的变化对输出电压的影响很小, 输出电压具有较高的稳定性。



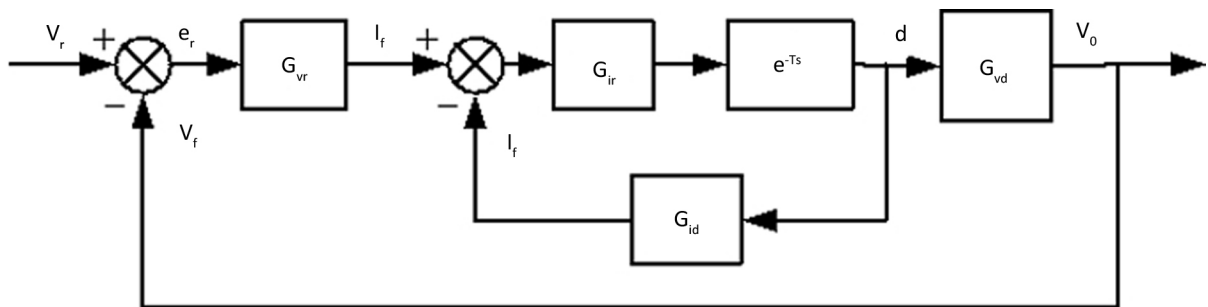




**Figure 7.** BODE plot of the transfer function  
**图 7.** 系统 bode 图

#### 4.2. 闭环控制器

基于 bode 图, 本文对系统数字控制器进行了设计。DC-DC 变换器采用双闭环结构进行控制, 通过 DSP 实现全数字式控制, 控制框图如图 8 所示。



**Figure 8.** The dual-loop controller of the converter  
**图 8.** 双闭环控制框图

电流内环和电压外环的回路增益可表示为

$$H_i(s) = G_{ir} G_{id} e^{-Ts} \quad (22)$$

$$H_v(s) = \frac{G_{vr} G_{ir} e^{-Ts} G_{vd}}{1 + H_i} \quad (23)$$

在双闭环控制系统中, 电流补偿器需要具有良好的动态性能, 而电压补偿器根据需求的穿越频率和相位裕度进行设计。电流及电压补偿器可选择为:

$$G_{ir}(s) = 8 * \frac{\frac{s}{1200} + 1}{s \left( \frac{s}{80000} + 1 \right)} \quad (24)$$



$$G_{vr}(s) = 16 * \frac{\frac{s}{160} + 1}{s \left( \frac{s}{200} + 1 \right)} \quad (25)$$

采用双闭环控制后的系统 bode 图如图 9 所示。

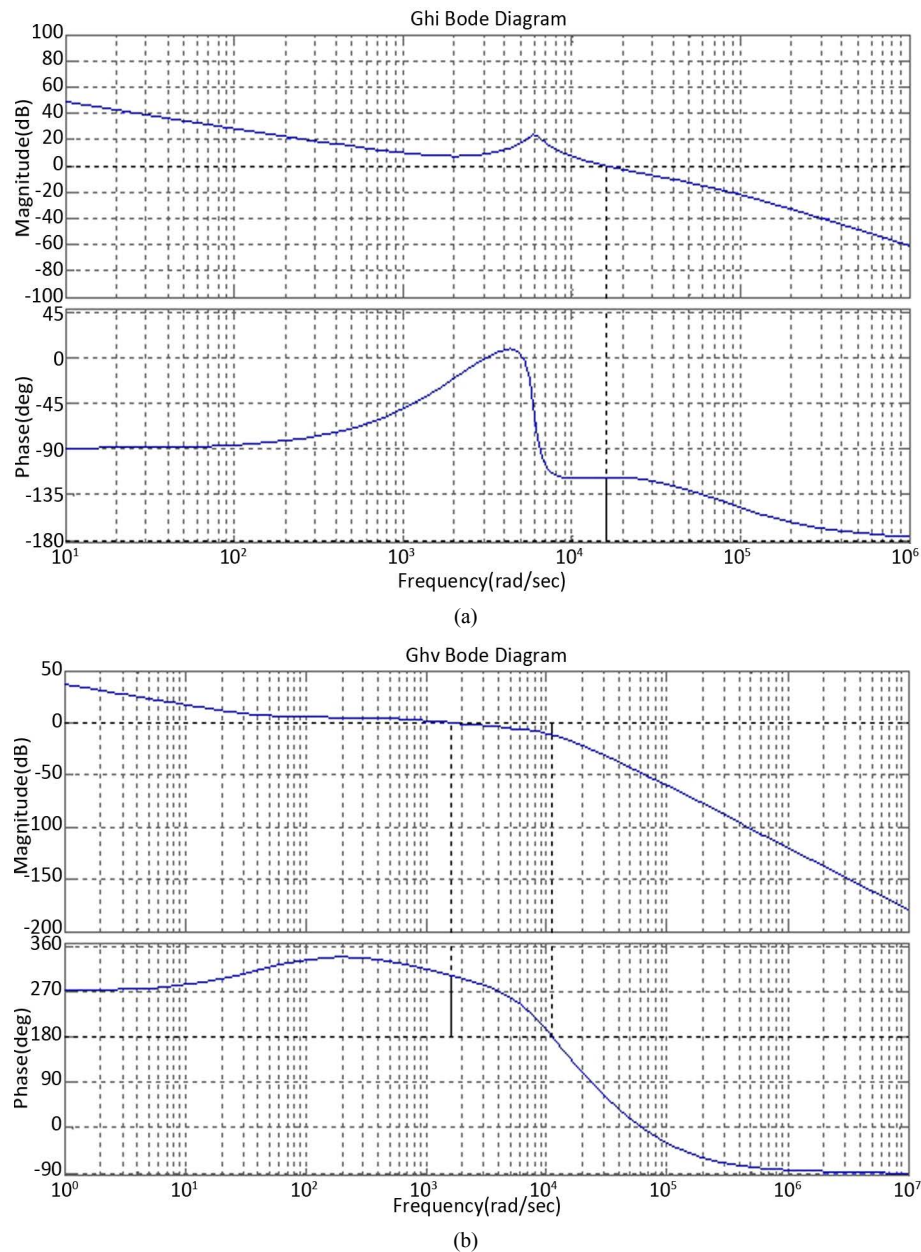


Figure 9. BODE plot of the closed loop system

图 9. 闭环系统 bode 图

其中, 图 9(a)为内环电流闭环控制的 bode 图, 可以看出此时系统具有 67°的相角裕度, 说明系统稳定, 并且穿越频率为 16 kHz, 说明系统动态响应快。图 9(b)为外环电流闭环控制的 bode 图, 可以看出 120°的相角裕度、54 db 的增益裕度以及 1.6 kHz 的穿越频率, 说明系统为稳定。

## 5. 耦合电感设计与纹波分析

### 5.1. 纹波分析

为了减小电感的体积和重量, 本文选择使用耦合电感, 电感的纹波可表示为

$$\tilde{i}_L = \frac{1}{L+M} \int \tilde{V}_L dt \quad (26)$$

其中,  $L$  为电感量,  $M$  为电感互感系数。

则电感纹波平均值可表示为

$$\tilde{I}_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \tilde{i}_L^2 dt} \quad (27)$$

两相 DC-DC 变换器的输出纹波波形如图 10 所示。

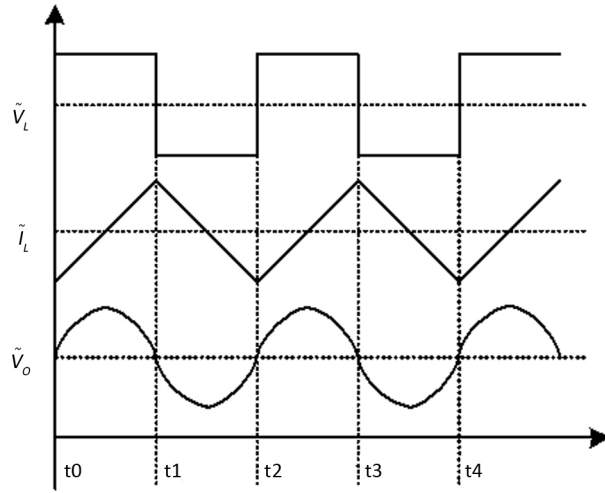


Figure 10. The output ripple waveforms of two-phase DC-DC

图 10. 两相 DC-DC 变换器的输出纹波

根据电感的电压电流波形, 双向两相 DC-DC 变换器的输出纹波可表示为:

$$\tilde{I}_L = \begin{cases} \frac{E_d}{f_s(L+M)} \frac{D(1-2D)}{2\sqrt{3}} & D < 0.5 \\ \frac{E_d}{f_s(L+M)} \frac{(2D-1)(1-D)}{2\sqrt{3}} & D > 0.5 \end{cases} \quad (28)$$

$$\tilde{V}_o = \begin{cases} \frac{E_d D(1-2D)}{24f_s^2 C(L+M)} \sqrt{\frac{1+4D-8D^2}{5}} & D < 0.5 \\ \frac{E_d (2D-1)(1-D)}{24f_s^2 C(L+M)} \sqrt{\frac{-3+12D-8D^2}{5}} & D > 0.5 \end{cases} \quad (29)$$

同理可分析 3 至多相的 DC-DC 变换器的纹波。

### 5.2. 滤波器设计

LC 滤波器的尺寸取决于其容量, 当滤波器容量达到最小时, 可得到最小设计尺寸。本文的 LC 滤波

器设计如下

$$W = \frac{1}{4}L(1+k)I_0^2 + \frac{1}{2}CV_0^2 \quad (30)$$

定义  $K = M/L$ , 则有

$$L = \frac{V_0}{f_s I_0 (1+k)} \sqrt{\frac{2E_d}{\widetilde{V}_0}} f(D) \quad (31)$$

$$C = \frac{E_d f(D) V_0}{f_s^2 V_0 L (1+k)} \quad (32)$$

$$f(D) = \frac{D(1-2D)}{24} \sqrt{\frac{1+4D-8D^2}{5}} \quad (33)$$

### 5.3. 耦合电感设计

为了减小电感的体积和重量, 本文选择使用耦合电感。两电感共用同一磁芯。对于一个磁芯上的单个线圈, 其磁通可表示为  $\Phi = PNi$ , 其中  $P$  为磁芯材料常数,  $N$  是线圈的匝数,  $i$  是通过线圈的电流。则线圈的电感可表示为

$$L = \frac{N\Phi}{i} = PN^2 \quad (34)$$

对于 DC-DC 变换器中的电感, 由于电路对称, 可认为通过电感的电流总是相同。两个线圈在同一个磁芯上通过相同电流, 其磁通可表示为  $\Phi = 2PNi$ , 则此时的电感可表示为

$$L = \frac{N\Phi}{i} = 2PN^2 \quad (35)$$

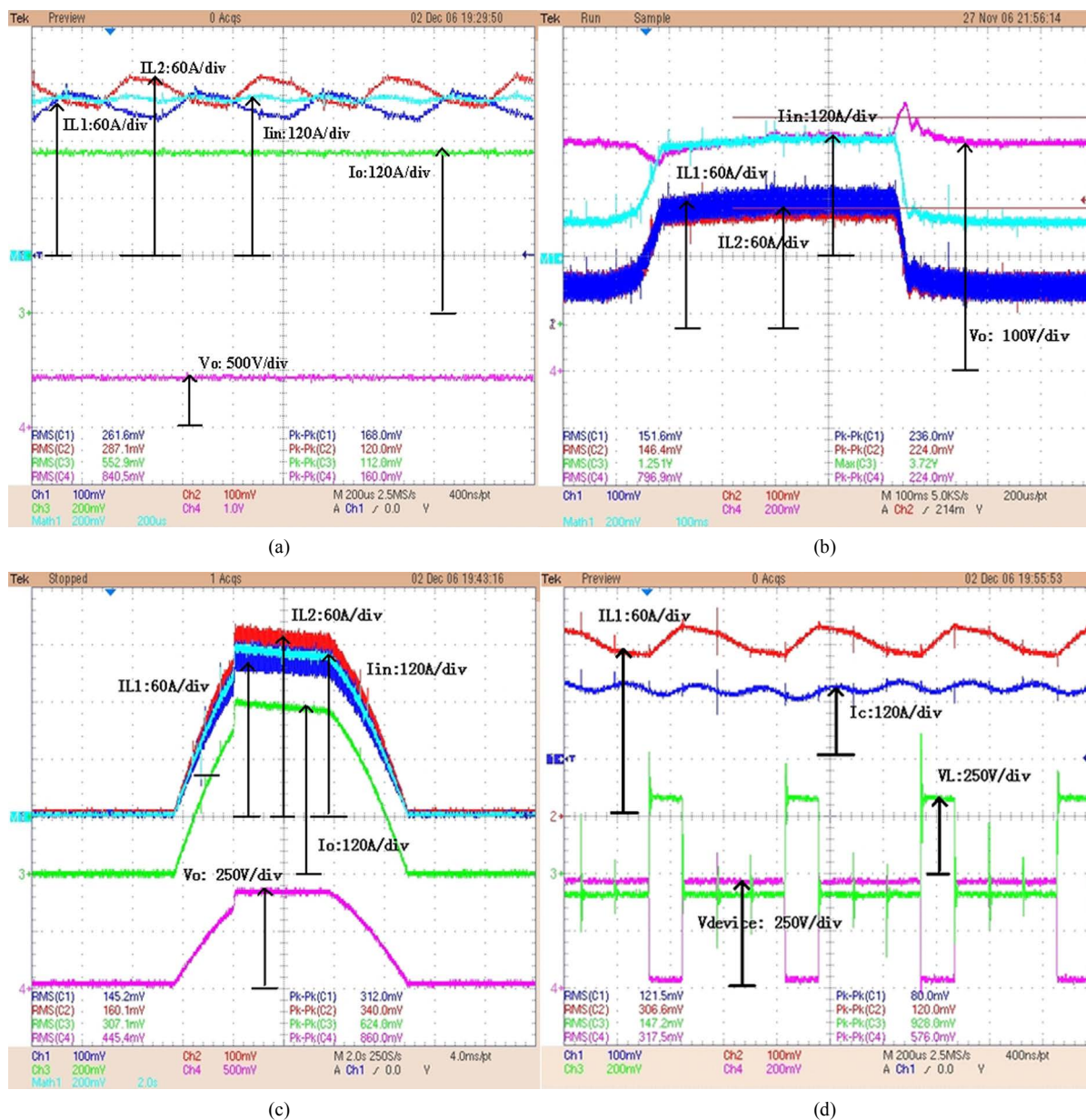
## 6. 实验与分析

基于上述分析, 本文搭建了 150 kVA 的全数字控制的双向四相 DC-DC 变换器实验平台。选择采用 DSP-320F2407 作为控制器, IGBT 作为功率开关器件, 采用双闭环控制方法对系统进行控制。图 11 为 DC-DC 变换器在两相模式下工作的波形。

图 11(a)中  $I_{L1}$  和  $I_{L2}$  为两个电感电流, 输入纹波电流为  $I_m$ 、输出电压  $V_o$ 、输出电流  $I_o$ , 经过滤波器的输出电压波动小于 1%。两相电感电流有  $180^\circ$  相位差, 大大减小了输入电流的脉动, 其输入电流脉动系数小于 5%。图 11(b)为当变频器负载增加或减少 50%时, 系统动态小信号性能波形, 可以看出两相电感有在动态过程中性能相近, 且动态响应时间小于 30 ms。这说明了该控制器的动态性能较好, 且二相平衡, 负载电流相等。图 11(c)为当系统软启动和软停止时的瞬态大信号的响应波形, 可以看出软启动/停止时间是 3 s, 表明了系统的可靠性。图 11(d)为电容电流  $I_C$ 、电感电流  $I_{L1}$ , 电感电压  $V_L$  和 IGBT 上的电压  $V_{igbt}$ 。可以看出, 变频器运行在 CCM 模式时 IGBT 上的峰值小于 15%, 说明变频器具有较低的功率器件额定设计要求, 降低了功率变频器的成本, 特别适用于大功率场合。

## 7. 结论

本文研究了双向多相 DC-DC 变换器的工作原理, 对变频器的工作原理进行了详细的分析, 并且通过信号流程图模型对 CCM 和 DCM 模式下变频器正、反向进行了推导分析。此外, 对电流/电压脉动和耦合电感进行了分析。以 DSP-320F2407 作为控制器, 研制了 150 kVA DC-DC 变换器的控制器样机。通过实



**Figure 11.** The waveforms of the DC-DC Converter working at two-phase condition

**图 11.** 两相运行时的实验波形

验证了该变频器的有效性。结果表明, 输出电压的波动小于 1%, 输入电流的脉动系数小于 5%, 对燃料电池有显著的好处。采用多相 PWM 及耦合电感, 降低输入电感的重量和体积, 大大降低了变换器的重量和体积。由于采用数字控制和双闭环控制器, 其具有优秀的动、静态特性。变频器的动态响应时间小于 30 ms, 两相电流相互平衡, IGBT 的峰值小于 15%, 这意味着变频器可采用更低额定功率器件设计, 大大降低了功率转换器的成本。这种多相 DC-DC 转换器拓扑结构为燃料电池车的应用提供了更广阔的发展前景。

## 基金项目

北京市科技计划重点资助项目(D171100005317003)。

## 参考文献

- [1] Xu, H.P., Kong, L. and Wen, X.H. (2004) Fuel Cell Power System and High Power DC-DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**, 1250-1255. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.833440>
- [2] Huang, X., Wang, X., Ferrell, J., Nergaard, T., Lai, J., Xu, X. and Zhu, L. (2002) Parasitic Ringing and Design Issues of High Power Interleaved Boost Converters. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1, 30-35.
- [3] Perreault, D.J. and Kassakian, J.G. (1994) Distributed Interleaving of Paralleled Power Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **9**, 405-413.
- [4] Huang, X.D., Nergaard, T., Lai, J.-S., Xu, X.Y. and Zhu, L.Z. (2003) A DSP Based Controller for High-Power Interleaved Boost Converters. *IEEE Applied Power Electronic Conference*, Vol. 1, 327-333.
- [5] Zang, M.T., Jovanovic, M.M. and Lee, F.C. (1998) Analysis and Evaluation of Interleaving Techniques in Forward Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **13**, 690-697. <https://doi.org/10.1109/63.704139>
- [6] Smedley, K. and Cuk, S. (1994) Switching Flow-Graph Nonlinear Modeling Technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **9**, 405-413. <https://doi.org/10.1109/63.318899>

### 知网检索的两种方式:

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>  
下拉列表框选择: [ISSN], 输入期刊 ISSN: 2333-5394, 即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>  
左侧“国际文献总库”进入, 输入文章标题, 即可查询

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: [jee@hanspub.org](mailto:jee@hanspub.org)