

# 双输入直流变换器的建模与闭环系统设计

李艳 阮新波 杨东升 刘福鑫

(南京航空航天大学航空电源重点实验室 南京 210016)

**摘要** 在采用两个甚至多个输入源的新能源联合供电系统中, 用单个多输入直流变换器代替原有的多个单输入直流变换器, 可以简化电路结构, 降低系统成本。采用 MIC 构成的新能源联合供电系统是一个典型的多输入-多输出耦合系统, 因此, 闭环系统的设计非常复杂。本文将双输入 Buck 变换器为例, 进行系统建模以及闭环调节器的设计, 使得该系统稳态和动态性能指标达到要求。最后通过一个 400W 的实验样机验证该设计方法的有效性。此设计方法也可以应用于其他的双输入直流变换器构成的新能源联合供电系统中。

**关键词:** 多输入 直流变换器 联合供电系统 建模

**中图分类号:** TM463

## Modeling and Design of Control System for Double-Input DC/DC Converter

Li Yan Ruan Xinbo Yang Dongsheng Liu Fuxin

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

**Abstract** Hybrid power systems derive power simultaneously from several renewable energy sources and deliver power continuously to the load. For such systems, the use of a multiple-input dc/dc converter (MIC) has the advantage of simpler circuit design and lower cost, compared to the conventional use of several single-input converters. The design of the close loop is very complicated because it is a multiple-input multiple-output coupling system. Taking a double-input Buck converter as the example, this paper proposes a new design method to model the system and design the regulators. In addition, the experimental results are given to verify the effectiveness of the design by a 400W prototype. This method can be applied to the other double-input dc/dc converters.

**Keywords:** Multiple-input, DC/DC converter, hybrid power system, modeling

## 1 引言

化石能源是不可再生能源, 正在日益减少而终

好的发展前景。目前, 应用较多的有光伏发电、风力发电、水力发电、地热发电等, 但均存在电力供应不稳定、不连续、随气候条件变化等缺点, 因此需要采用多种能源联合供电系统<sup>[1]</sup>。

国家自然科学基金青年科学基金 (50807024)、国家自然科学基金重点基金 (50837003)、新世纪优秀人才支持计划、江苏省“六大人才高峰”项目计划 (07-E-022) 资助项目。

收稿日期 2009-07-21 改稿日期 2009-11-21

将枯竭, 同时由于它的大量使用所造成的环境污染问题日益严重。为了人类的可持续发展, 人们正在致力于寻找新的替代能源。可再生能源具有廉价、可靠、清洁无污染、可永续利用等优点受到广泛的关注, 可再生能源发电作为其一种利用形式具有良

在传统的新能源联合供电系统中, 每种能源形式通常需要一个 DC/DC 变换器, 将各种能源变成直流输出, 并联在公共的直流母线上, 结构较复杂, 且成本较高<sup>[2]</sup>。为了简化电路结构, 降低系统成本, 可以用一个多输入直流变换器 (Multiple-Input Converter, MIC) 来代替多个单输入直流变换器。MIC 是一种将多个输入源联合起来向单个负载供电的变换器。它允许多种能源输入, 输入源的性质、幅值和特性可以相同, 也可以不同。并且 MIC 存

在多种工作模式,即多种输入源既可以同时向负载供电,也可以单独向负载供电。近年来,国内外学者针对 MIC 进行了大量的研究,主要涉及电路拓扑以及能量管理策略等方面 [3-10]。

由于存在多个输入源, MIC 的能量管理策略是既要保证输出电压的稳定又要实现输入功率的分配,其控制系统将由多个闭环构成。并且,当多个输入源同时向负载供电时,它是一个典型的多输入—多输出的耦合系统,因此其闭环系统设计比较复杂。文献[11]基于双输入分时 Buck 变换器建立了系统的小信号数学模型,通过分析系统的闭环传递函数矩阵,给出了系统的稳定性判据。但是对于这样的一个耦合控制系统,文献中并没有提及闭环调节器是如何设计的。文献[12]介绍了一种带电流解耦控制的双输入双向变换器。其控制系统由两个输入电流内环和一个输出电压外环组成。为了实现两个电流内环的解耦,系统中增加了解耦矩阵,这样可以独立地设计两个电流内环调节器。但是文献中没有提及两个输入电流的分配策略以及输出电压外环调节器的设计方法。

本文将双输入 Buck 变换器为例,提出双输入直流变换器的能量管理策略,其控制系统由一个输入电流闭环和一个输出电压闭环构成。为了闭环设计的需要,针对电路的三种工作模式,本文将分别建立其小信号数学模型,并在此基础上,提出一种闭环调节器的设计方法,采用该方法设计的调节器使得系统在三种工作模式下均具有较好的稳定性和快速性。最后通过一台 400W 的原理样机验证了该闭环设计的有效性。

## 2 双输入 Buck 变换器的工作原理

### 2.1 工作原理

图 1 给出了双输入 Buck 直流变换器的电路图,它是由 Buck 三电平直流变换器推导而来 [13],其中  $V_{in1}$  和  $V_{in2}$  分别是 1#、2#输入源电压,  $Q_1$ 、 $Q_2$  为开关管,  $VD_1$ 、 $VD_2$  为续流二极管,  $L_f$  是输出滤波电感,  $C_f$  是输出滤波电容,  $R_{Ld}$  是负载。该变换器的

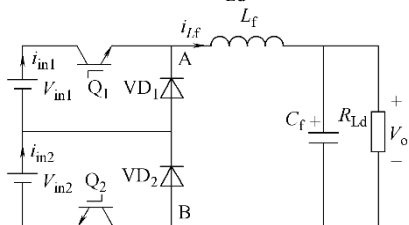


图 1 双输入 Buck 直流变换器电路

Fig.1 Double-input Buck dc/dc converter

工作原理详见文献 [14]。

$V_{in1}$  单独向负载供电时,  $Q_2$  始终截止,  $VD_2$  始终导通,  $V_{in1}$ 、 $Q_1$ 、 $VD_1$ 、 $L_f$ 、 $C_f$  和  $R_{Ld}$  相当于一个 Buck 变换器。 $V_{in2}$  单独向负载供电时,  $Q_1$  始终截止,  $VD_1$  始终导通,  $V_{in2}$ 、 $Q_2$ 、 $VD_2$ 、 $L_f$ 、 $C_f$  和  $R_{Ld}$  也相当于一个 Buck 变换器。 $Q_1$ 、 $Q_2$  同时导通时,  $V_{in1}$ 、 $V_{in2}$  串联向负载供电。

由上面的分析可知,该变换器的输入输出关系为

$$V_o = V_{in1}D_{y1} + V_{in2}D_{y2} \quad (1)$$

$$I_{in1} = D_{y1}I_o \quad (2)$$

$$I_{in2} = D_{y2}I_o \quad (3)$$

式中  $D_{y1}$ 、 $D_{y2}$ —— $Q_1$ 、 $Q_2$  的占空比;

$I_o$ ——输出电流。

从式 (1)~式 (3) 可以看出,输出电压和两个输入源的输入电流都是  $D_{y1}$  和  $D_{y2}$  的函数。

### 2.2 工作模式

在 MIC 中,由于存在多个输入源及相应的开关管,因此可以对多个占空比进行控制,换言之,即存在多个控制自由度,这就为多个输入源的能量管理提供了可能性。那么多输入直流变换器的控制策略需要实现两大功能,即保证输出电压稳定和实现多个输入源的功率分配。

以双输入直流变换器为例,通过控制其中一路的输入电流就可以控制该输入源的输入功率。在氢-光互补供电系统中,需要优先利用太阳能电池的能量,因此可以将太阳能电池作为主供电设备(1#输入源),燃料电池为后备能源供电设备(2#输入源)。本文采用主从控制方式分配两路输入源的输入功率[14],负载所需功率尽可能由 1#输入源提供,剩余功率由 2#输入源提供。

图 2 给出了双输入 Buck 直流变换器的控制框图,它由 1#源输入电流闭环和输出电压闭环组成。该变换器存在以下三种工作模式。

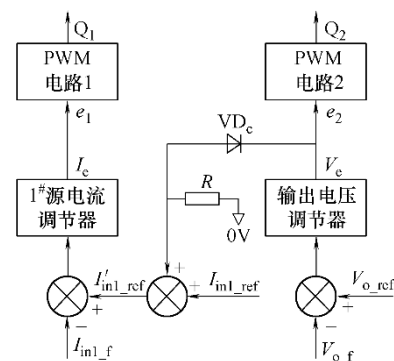


图 2 控制系统框图

Fig.2 Block diagram of control system

工作模式 I: 当负载所需功率大于 1# 源所能提供的最大功率时, 两路输入源同时向负载供电。此时电压调节器的输出  $V_e$  为正值, 二极管  $VD_c$  截止, 电压调节器和电流调节器独立工作。其中  $I_{in1\_ref}$  是 1# 源能够提供的最大功率对应的 1# 源输入电流的参考值, 使 1# 源输出最大功率; 电压调节器用于调节输出电压, 使 2# 源提供剩余的负载功率。

工作模式 II: 当负载较轻时, 负载所需功率可以由 1# 输入源单独提供。如果保持  $I_{in1\_ref}$  不变, 则 1# 源将以最大功率输出, 大于负载功率, 导致输出电压升高。这时电压调节器的输出将为负值, 使  $Q_2$  关断, 同时使  $VD_c$  导通, 电压调节器的输出  $V_e$  作为调整信号使  $I_{in1\_ref}$  减小, 即减小输入电流。此时电压调节器与电流调节器组成双闭环, 电流环为内环, 电压环为外环, 调节  $Q_1$  的占空比使输出电压稳定。

工作模式 III: 若 1# 源出现故障或其他特殊原因不能输出功率, 直接关断开关管  $Q_1$ , 由 2# 源单独向负载供电, 此时电压调节器控制  $Q_2$  占空比保证输出电压稳定。

### 3 双输入 Buck 变换器小信号电路模型

电力电子系统一般由电力电子变换器、PWM 调制器、驱动电路、反馈控制单元组成。在进行闭环系统设计前, 首先要建立被控对象的小信号模型。对于不同的工作模式, 系统的小信号数学模型有所不同, 下面分别给出三种工作模式下双输入 Buck 变换器的小信号电路模型。

图 1 给出了双输入 Buck 变换器的电路图, 采用状态空间平均法<sup>[15]</sup>, 可直接建立双输入 Buck 变换器的小信号电路模型, 如图 3 所示。

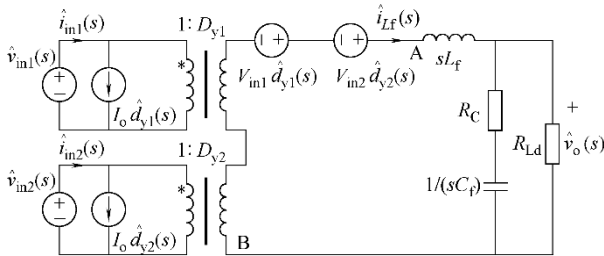


图 3 工作模式 I 下双输入 Buck 变换器的小信号电路模型

Fig.3 Small signal circuit model of the double-input

#### Buck DC/DC converter in operational mode I

根据图 3 可以得到 AB 点间电压、输出电压、输入电流和电感电流的表达式分别为

$$\hat{v}_{AB}(s) = \hat{d}_{y1}(s)V_{in1} + \hat{d}_{y2}(s)V_{in2} + D_{y1}\hat{v}_{in1}(s) + D_{y2}\hat{v}_{in2}(s) \quad (4)$$

$$\hat{v}_o(s) = \hat{v}_{AB}(s) \frac{\frac{R_{Ld}[R_C + 1/(C_f s)]}{R_{Ld} + R_C + 1/(C_f s)}}{L_f s + \frac{R_{Ld}[R_C + 1/(C_f s)]}{R_{Ld} + R_C + 1/(C_f s)}} \quad (5)$$

$$\hat{i}_{in1}(s) = I_o \hat{d}_{y1}(s) + \hat{i}_{Lf}(s) D_{y1} \quad (6)$$

$$\hat{i}_{Lf}(s) = \hat{v}_o(s) \frac{R_C + 1/(C_f s) + R_{Ld}}{[R_C + 1/(C_f s)]R_{Ld}} \quad (7)$$

当两路源同时向负载供电 (工作模式 I) 时, 对于双输入 Buck 变换器而言, 控制变量为两路占空比, 输出变量为 1# 源输入电流和输出电压。控制—输出的传递函数为

$$Y(s) = \begin{pmatrix} \hat{i}_{in1}(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{d}_{y1}(s) \\ \hat{d}_{y2}(s) \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中,  $\hat{i}_{in1}(s)$ 、 $\hat{v}_o(s)$ 、 $\hat{d}_{y1}(s)$ 、 $\hat{d}_{y2}(s)$  分别为 1# 源输入

电流  $I_{in1}$ 、输出电压  $V_o$ 、占空比  $D_{y1}$  和  $D_{y2}$  的小信号扰动;  $G_{11}(s)$ 、 $G_{12}(s)$ 、 $G_{21}(s)$  和  $G_{22}(s)$  为控制—输出的传递函数, 它们可以由式 (4)~式 (7) 得到, 即:

$$\begin{aligned} G_{11}(s) &= \left. \frac{\hat{i}_{in1}(s)}{\hat{d}_{y1}(s)} \right|_{\hat{d}_{y2}(s)=0} \\ &= I_o + \frac{D_{y1}V_{in1}[s(R_C + R_{Ld})C_f + 1]}{s^2 L_f C_f (R_{Ld} + R_C) + s(L_f + R_{Ld}R_C C_f) + R_{Ld}} \\ G_{12}(s) &= \left. \frac{\hat{i}_{in1}(s)}{\hat{d}_{y2}(s)} \right|_{\hat{d}_{y1}(s)=0} \\ &= \frac{D_{y1}V_{in2}[s(R_C + R_{Ld})C_f + 1]}{s^2 L_f C_f (R_{Ld} + R_C) + s(L_f + R_{Ld}R_C C_f) + R_{Ld}} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} G_{21}(s) &= \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_{y1}(s)} \right|_{\hat{d}_{y2}(s)=0} \\ &= \frac{V_{in1}(sR_C C_f + 1)}{s^2 L_f C_f (R_{Ld} + R_C) / R_{Ld} + s(L_f / R_{Ld} + R_C C_f) + 1} \end{aligned} \quad (10)$$

(11)

$$G_{22}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_{y2}(s)} \Big|_{\hat{d}_{y1}(s)=0}$$

$$= \frac{V_{in2}(sR_C C_f + 1)}{s^2 L_f C_f (R_{Ld} + R_C) / R_{Ld} + s(L_f / R_{Ld} + R_C C_f) + 1}$$

(12)

当 1# 源单独供电（工作模式 II）时， $D_{y2}=0$ ，2# 输入源不输出能量。双输入 Buck 变换器等效于一个单输入 Buck 变换器，工作在电压、电流双闭环模式。令图 3 中  $\hat{v}_{in2}(s)$ 、 $\hat{i}_{in2}(s)$ 、 $\hat{d}_{y2}(s)$  和  $D_{y2}$  均为零，可以得到工作模式 II 下的双输入 Buck 变换器小信号电路模型，如图 4 所示。

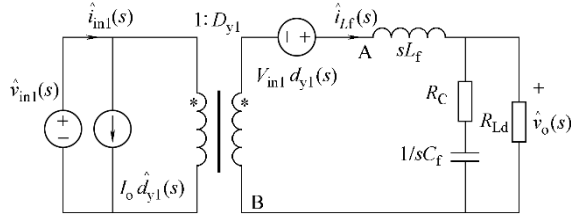


图 4 工作模式 II 下双输入 Buck 变换器的小信号电路模型

Fig.4 Small signal circuit model of the double-input Buck converter in operation mode II

当 2# 源单独供电（工作模式 III）时， $D_{y1}=0$ ，1# 输入源不输出能量。此时双输入 Buck 变换器同样等效于一个单输入 Buck 变换器，工作在单电压闭环模式。令图 3 中  $\hat{v}_{in1}(s)$ 、 $\hat{i}_{in1}(s)$ 、 $\hat{d}_{y1}(s)$  和  $D_{y1}$  均为零，可以得到工作模式 III 下的双输入 Buck 变换器小信号电路模型，如图 5 所示。

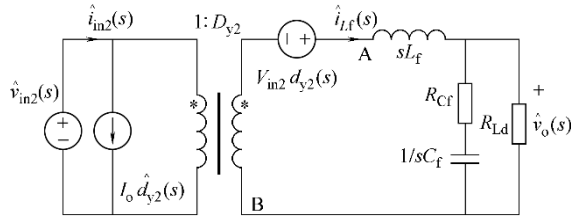
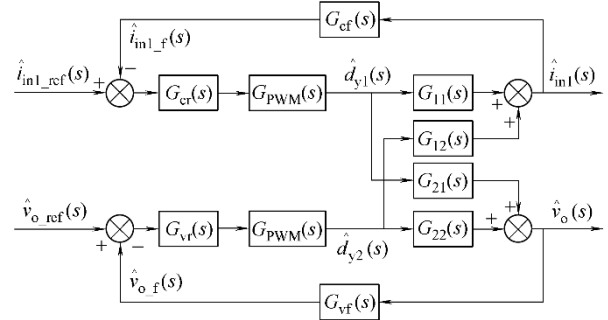


图 5 工作模式 III 下双输入 Buck 变换器的小信号电路模型

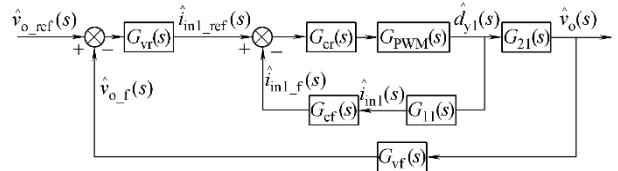
Fig.5 Small signal circuit model of the double-input Buck converter in operation mode III

#### 4 系统的小信号数学模型

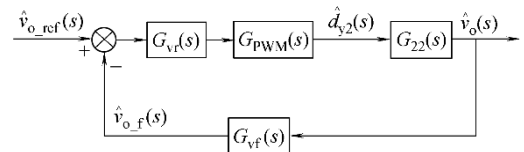
由图 2 所示的控制框图，可以得到三种工作模式下系统的小信号数学模型，如图 6 所示。其中  $G_{cr}(s)$ 、 $G_{vr}(s)$  分别为 1# 源输入电流闭环调节器和输出电压闭环调节器的传递函数（后文中分别简称为电流调节器和电压调节器）； $G_{PWM}(s)=1/V_m$ ，是 PWM 调制器的传递函数，其中  $V_m$  是锯齿波的峰峰值。由于 1# 源输入电流是脉动的，这里对采样信号进行低通滤波，其传递函数为  $G_{cf}(s)=1/(R_1 C_1 s+1)$ ，其中  $R_1$ 、 $C_1$  分别为 RC 滤波参数；输出电压采样可直接采用电阻分压，其传递函数为  $G_{vf}(s)=K$ 。



(a) 两路输入源同时工作（工作模式 I）



(b) 1# 输入源单独工作（工作模式 II）



(c) 2# 输入源单独工作（工作模式 III）

图 6 三种工作模式的系统小信号数学模型

Fig.6 Small signal model for three operational modes

从图 6 可以看出：

(1) 当两路输入源同时工作时（见图 6a），由于  $G_{12}(s)$  和  $G_{21}(s)$  的存在， $\hat{d}_{y1}(s)$  或  $\hat{d}_{y2}(s)$  的变化会同时影响两个输出量  $\hat{i}_{in1}(s)$  和  $\hat{v}_o(s)$ 。简言之，两路闭环通过被控对象耦合在一起，这使控制系统设计比较困难。

(2) 当 1# 输入源单独工作时（见图 6b），

$G_{vr}(s)$  的输出作为  $G_{cr}(s)$  的参考信号, 系统工作在电压电流双闭环模式, 电压环为外环, 电流环为内环。

(3) 当 2# 输入源单独工作时 (见图 6c), 只存在输出电压闭环。

综上所述, 电流调节器在工作模式 I 和模式 II 下参与工作, 电压调节器在三种工作模式下均参与工作, 因此电流调节器和电压调节器的设计应确保系统在三种工作模式下均满足稳定性和快速性要求。

在一般的闭环控制系统中, 从误差信号到反馈信号之间环路中各环节传递函数之乘积称为环路增益函数。由于环路增益函数中包含了所有闭环极点的信息, 可以通过分析它的特性全面把握系统的稳定性和快速性。下面分别推导三种工作模式下的电压闭环和电流闭环的环路增益函数。

#### 4.1 两路输入源同时向负载供电

##### 4.1.1 1# 源输入电流闭环的环路增益函数

在推导输入电流闭环环路增益函数时, 除自身的输入参考信号  $\hat{i}_{in1\_ref}(s)$  之外的其他输入信号均可视为扰动信号, 因此, 令图 6a 中的输出电压参考值  $\hat{v}_{o\_ref}(s) = 0$ , 其等效的小信号数学模型如图 7 所示。

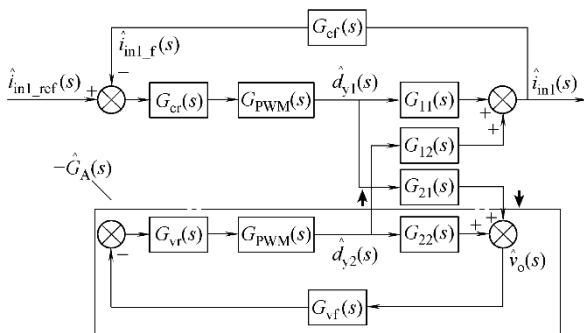


图 7 1# 源输入电流闭环等效小信号数学模型  
Fig.7 Equivalent small signal model of 1# source input current control loop

由图 7 可以得到电流闭环环路增益函数为

$$T_{i\_1}(s) = G_{cr}(s)G_{PWM}(s)G_{cf}(s) \cdot [G_{11}(s) - G_{12}(s)G_A(s)G_{21}(s)] \quad (13)$$

式中

$$G_A(s) = \frac{G_{vr}(s)G_{PWM}(s)G_{vf}(s)}{1 + G_{vr}(s)G_{PWM}(s)G_{vf}(s)G_{22}(s)}$$

(14)

从式 (13) 可以看出, 与输入电流控制型单输入 Buck 变换器的环路增益函数相比,  $T_{i\_1}(s)$  中增加了  $-G_{21}(s)G_A(s)G_{12}(s)$  项, 其中包含了电压调节器  $G_{vr}(s)$ 。因此, 补偿前电流环环路增益函数中包含电压调节器。

##### 4.1.2 电压环的环路增益函数

与 1# 源输入电流闭环环路增益函数的推导方法相同, 将电压环自身的输入参考信号  $\hat{v}_{o\_ref}(s)$  之外的其他输入信号均视为扰动信号, 因此, 令图 6a

中的 1# 源的输入电流参考值  $\hat{i}_{in1\_ref}(s) = 0$ ; 其等效的小信号数学模型如图 8 所示, 可以得到电压闭环环路增益函数

$$T_{v\_1}(s) = G_{vr}(s)G_{PWM}(s)G_{vf}(s) \cdot [G_{22}(s) - G_{12}(s)G_B(s)G_{21}(s)] \quad (15)$$

式中

$$G_B(s) = \frac{G_{cr}(s)G_{PWM}(s)G_{cf}(s)}{1 + G_{cr}(s)G_{PWM}(s)G_{cf}(s)G_{11}(s)} \quad (16)$$

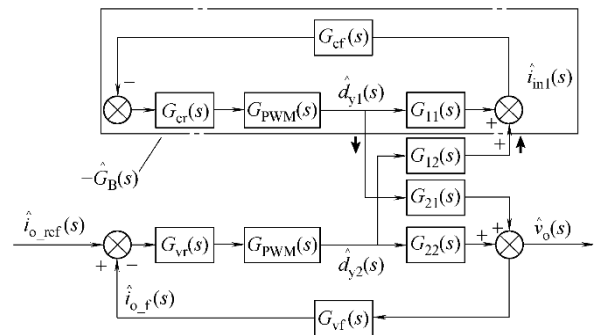


图 8 输出电压闭环等效小信号数学模型  
Fig.8 Equivalent small signal model of the output voltage control loop

从式 (15) 可以看出, 与输出电压控制型单输入 Buck 变换器的环路增益函数相比,  $T_{v\_1}(s)$  中增加了  $-G_{12}(s)G_B(s)G_{21}(s)$  项, 其中包含了电流调节器  $G_{cr}(s)$ , 因此补偿前电压环环路增益函数中将包含电流调节器。

可见在工作模式 I 下, 电流环和电压环的环路增益函数不仅与自身的调节器参数有关, 还与另一路闭环调节器参数有关。

##### 4.2 1# 输入源单独向负载供电

由图 6b 所示的小信号数学模型可以得到 1# 源输入电流内环环路增益函数为

$$T_{i\_2}(s) = G_{cr}(s)G_{PWM}(s)G_{11}(s)G_{cf}(s) \quad (17)$$

输出电压外环环路增益函数为

$$T_{v\_2}(s) = \frac{G_{vf}(s)G_{21}(s)G_{PWM}(s)G_{vf}(s)G_{cf}(s)}{1 + G_{cr}(s)G_{11}(s)G_{PWM}(s)G_{cf}(s)} \quad (18)$$

#### 4.3 2#输入源单独向负载供电

由图 6c 所示的小信号数学模型可以得到工作模式 III 的电压闭环环路增益函数为

$$T_{v\_3}(s) = G_{vf}(s)G_{PWM}(s)G_{vf}(s)G_{22}(s) \quad (19)$$

### 5 闭环调节器的设计

上面的分析表明,在工作模式 I 下,电流环和电压环的环路增益函数与两路调节器参数都有关,那么就必须在确定一路调节器参数的基础上设计另外一路调节器参数。因此,无论先设计电流调节器还是电压调节器都是十分困难的。而在工作模式 II 下,电流内环环路增益函数只与自身调节器参数有关,因此可以独立设计电流调节器。根据设计好的电流调节器参数,即可确定未补偿前电压外环环路增益函数,从而设计电压调节器。在工作模式 III 下,电压环环路增益函数也只与自身调节器有关,因而电压调节器也可以独立设计。

根据以上分析,可以首先在工作模式 II 下设计电流调节器;然后再将设计好的电流调节器参数代入式(18)中,得到工作模式 II 下的电压环环路增益函数,在工作模式 II 和 III 下,设计电压调节器;最后将得到的电流和电压调节器参数代入工作模式 I 的两路环路增益函数中,观察是否满足稳定性和快速性要求,若满足要求,设计完成,若不满足要求,在工作模式 II 和 III 下重新设计两路调节器。在一般的控制系统中,为了消除稳态误差和提高低频增益,通常选择 PI 或 PID 调节器进行补偿,如果系统没有特殊要求,一般采用 PI 调节器即可,具体设计流程如图 9 所示。

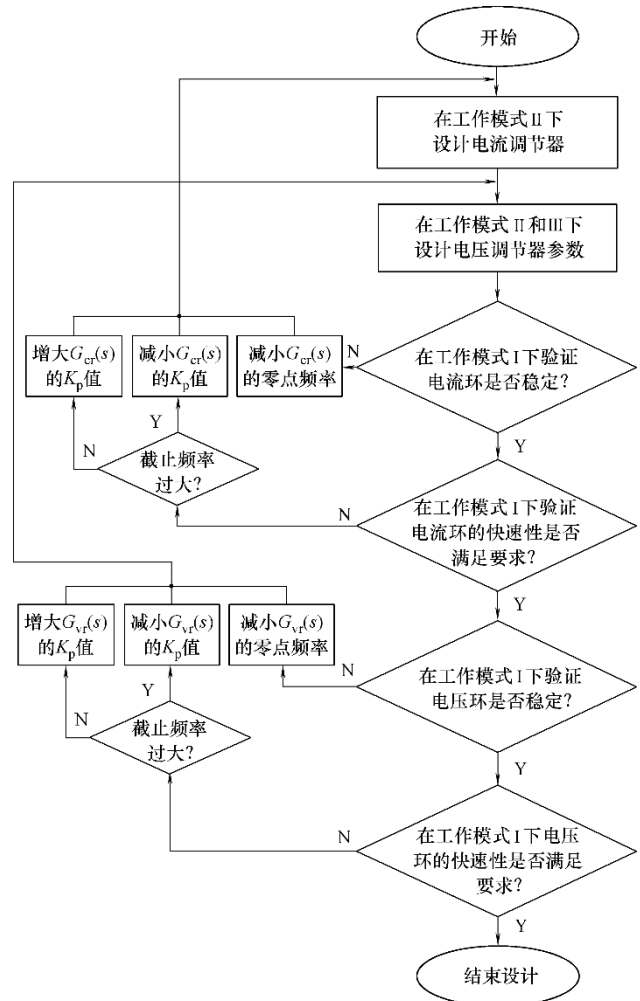


图 9 闭环调节器的参数设计流程图

Fig.9 Flow chart of the closed loop regulator design

工作模式 I 下,1#输入源输出最大功率,2#输入源提供剩余功率;工作模式 II 下,1#输入源单独供电,不再输出最大功率,而只是提供负载所需功率;工作模式 III 下,1#输入源不工作,2#输入源单独供电。因此在不同工作模式下电路参数将有所不同,具体的电路参数见下表。下面将根据系统参数设计电流和电压闭环调节器,设计结果如下。

表 不同工作模式下的系统参数

Tab. The system parameters of different operational modes

| 参 数                             | 两路源<br>同时供电<br>(工作模式 I) | 1# 源单独<br>供电<br>(工作模式 II) | 2# 源单独<br>供电<br>(工作模式 III) |
|---------------------------------|-------------------------|---------------------------|----------------------------|
| 1# 源输入电压 $V_{in1}/V$            | 120                     | 120                       | 0                          |
| 2# 源输入电压 $V_{in2}/V$            | 160                     | 0                         | 160                        |
| 1# 源输入电流参考值<br>$I_{in1\_ref}/A$ | 1.67                    | 1.67                      | 0                          |
| 额定负载电流 $I_o/A$                  | 4                       | 2                         | 4                          |

|                              |       |       |       |
|------------------------------|-------|-------|-------|
| 额定功率 $P_o/W$                 | 400   | 400   | 400   |
| 输出电压 $V_o/V$                 | 100   | 100   | 100   |
| 滤波电感 $L_f/mH$                | 0.73  | 0.73  | 0.73  |
| 滤波电容 $C_f/\mu F$             | 440   | 440   | 440   |
| 开关频率 $f_s/kHz$               | 100   | 100   | 100   |
| 输入电流反馈滤波器<br>参数 $R_1/\Omega$ | 600   | 600   | 600   |
| 输入电流反馈滤波器<br>参数 $C_1/nF$     | 27    | 27    | 27    |
| 输出电压的反馈系数<br>$K$             | 0.025 | 0.025 | 0.025 |
| PWM 调制器锯齿波<br>的幅值 $V_m/V$    | 3.3   | 3.3   | 3.3   |

在一般的控制系统中,系统的稳定性指标是相角裕度,本文认为当系统的相角裕度大于  $60^\circ$  时,稳定性满足要求。而系统的快速性与截止频率是相对应的,本文认为当系统的截止频率高于  $f_s/20$  时,快速性满足要求,同时,为了抑制输出开关纹波,系统的截止频率应低于  $f_s/5$ 。

### 5.1 电流调节器的设计

在工作模式 II 下,双输入 Buck 变换器工作在双闭环模式,电流环为内环,电压环为外环。电压调节器的输出作为电流调节器的给定信号,电压外环的调节速度低于电流内环的调节速度<sup>[16]</sup>,因此应使电压外环的截止频率远低于电流内环的截止频率。

令式(17)中的  $G_{cr}(s) = 1$ ,可以得到补偿前的电流内环环路增益函数。本文中双输入 Buck 变换器的开关频率  $f_s$  为 100kHz,取  $f_{c1} = 15kHz$  作为输入电流内环的截止频率。图 10 给出的输入电流内环补偿前环路增益函数的幅频曲线和相频曲线,在 15kHz 处幅值为 -8dB。为提高输入电流的稳态精度,选择 PI 调节器进行补偿,其传递函数为

$$G_{cr}(s) = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{s} \quad (20)$$

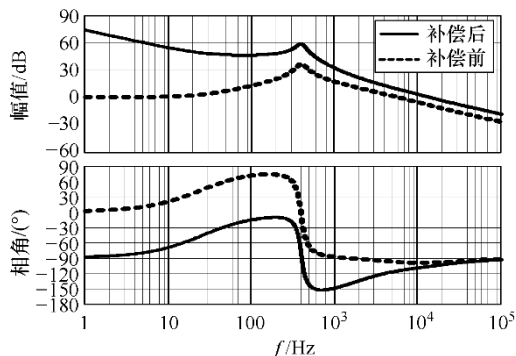


图 10 工作模式 II 下补偿前后电流闭环环路

增益的幅频、相频曲线

Fig.10 The original and compensated current loop gains in operational mode II

因此电流调节器在 15kHz 处幅值为 +8dB,其零点对应频率设定在  $f_{c1}/10$  处,即 1.5kHz。电流调节器相应参数为  $k_{pc} = 2.4$ ,  $k_{ic} = 2.27 \times 10^4$ 。

补偿前后输入电流内环环路增益函数的幅频曲线和相频曲线如图 10 所示,由图可见,经过补偿,电流内环环路增益函数的截止频率约为 15kHz,相角裕度为  $75^\circ$ ,满足了稳定性和快速性要求。

### 5.2 电压调节器的设计

令式(15)中的  $G_{vr}(s) = 1$ ,根据求得的电流调节器参数,可得到工作模式 II 下补偿前电压外环路增益函数;令式(19)中的  $G_{vr}(s) = 1$ ,可以得到工作模式 III 下补偿前的电压外环路增益函数。若同时考虑两种工作模式设计电压调节器,首先需要比较补偿前两个电压闭环环路增益的特点。与单电压闭环相比,双闭环控制下的电压外环路增益函数的相角裕度较大,采用同样的调节器进行补偿后,其截止频率较高<sup>[17]</sup>。因此在设计电压调节器时,为了避免截止频率过高或过低,需要同时考虑工作模式 II 和 III 的快速性要求,给出 PI 调节器的  $K_p$  的选取范围,再按照工作模式 II 下电压外环的截止频率要远低于电流内环的要求最终确定  $K_p$  的值;然后按照工作模式 III 的稳定性要求选择 PI 调节器的零点频率。

图 11 给出的电压外环补偿前环路增益函数的幅频曲线和相频曲线,其幅频曲线没有穿越 0dB,系统不稳定。图 12 给出补偿前电压外环路函数的幅频曲线和相频曲线,由图可见,补偿前幅频曲线低频时接近 0dB 线,截止频率仅为 600Hz,在 5kHz 处的幅值为 -38dB。为改善系统稳定性并提高输出电压的控制精度,选择 PI 调节器进行补偿。其传递函数为

$$G_{vr}(s) = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \quad (21)$$

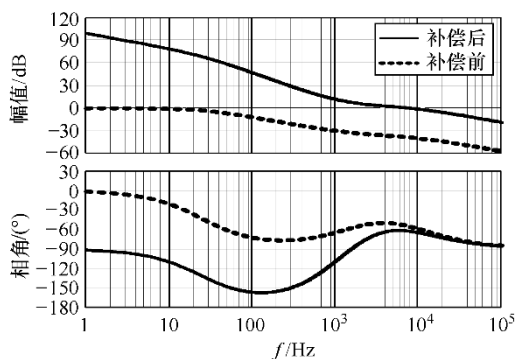


图 11 工作模式 II 下补偿前后电压闭环  
环路增益的幅频和相频曲线

Fig.11 The original and compensated voltage  
loop gains in operational mode II

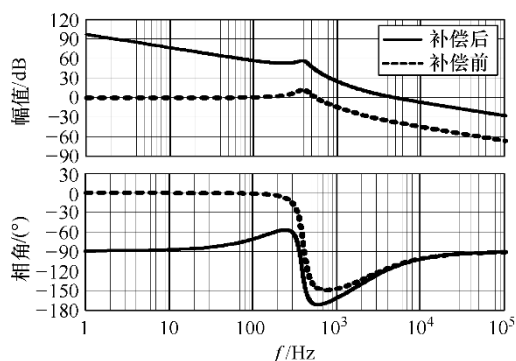


图 12 工作模式 III 下补偿前后电压闭环  
环路增益的幅频、相频曲线

Fig.12 The original and compensated voltage  
loop gains in operational mode III

由前面的分析可知：采用同一套 PI 调节器进行补偿，应该使工作模式 III 下电压环环路增益函数的截止频率在 5kHz 以上，同时保证双环控制下的电压外环环路增益的截止频率应远低于 15kHz，因此，电压调节器在 5kHz 处的幅值为 +38dB。

为满足工作模式 III 的稳定性要求，PI 调节器的零点对应频率应该设置在 300Hz。电压调节器相应参数为  $k_{pv} = 80$ ， $k_{iv} = 1.43 \times 10^5$ 。

图 11 和图 12 分别给出补偿后工作模式 II 和 III 电压环环路增益函数的幅频曲线和相频曲线，由图可见，经过补偿，工作模式 II 下电压外环环路增益函数的截止频率为 7kHz，相角裕度为 120°。工作模式 III 下电压环环路增益函数的截止频率为 5kHz，相角裕度为 75°，满足了稳定性和快速性要求。

### 5.3 工作模式 I 中的验证

将求得的电流调节器和电压调节器参数分别代入式 (13) 和式 (15) 中，即可获得工作模式 I 下

补偿后电流环和电压环的环路增益函数。图 13 和图 14 分别给出了补偿后电流环和电压环环路增益函数的幅频、相频曲线，由图可见，电流环截止频率为 20kHz，相角裕度为 106°，电压环截止频率为 8kHz，相角裕度为 88°，均满足稳定性和快速性要求。

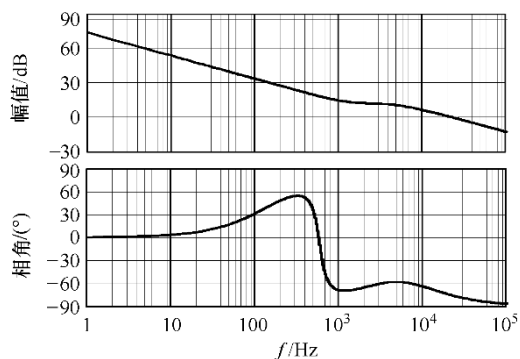


图 13 工作模式 I 下补偿后电流闭环  
环路增益的幅频、相频曲线

Fig.13 The compensated current loop gains  
in operational mode I

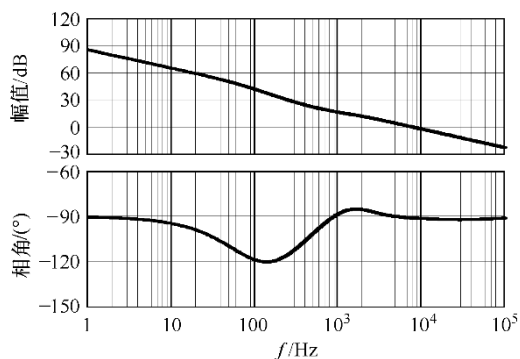


图 14 工作模式 I 下补偿后电压闭环  
环路增益的幅频、相频曲线

Fig.14 The compensated voltage loop gains  
in operational mode I

由以上分析可知，所设计的电流调节器和电压调节器使得系统在三种工作模式下均满足稳定性和快速性要求。

## 6 实验验证

为验证理论分析的正确性和闭环设计的有效性，在实验室完成了一台 400W 的双输入 Buck 变换器的原理样机，如图 15 所示，其参数已由表中给出。



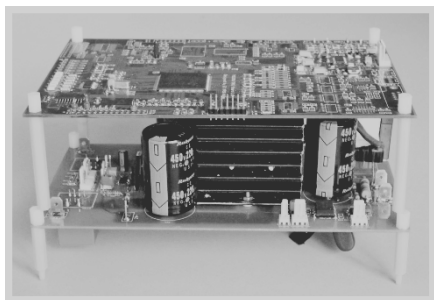
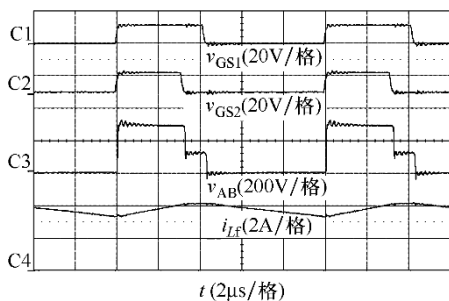


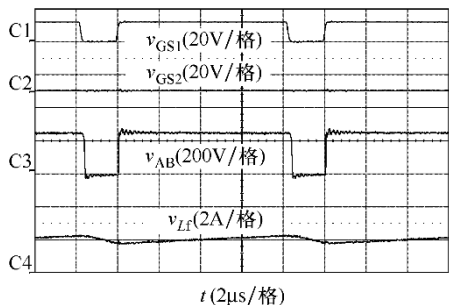
图 15 双输入 Buck 变换器的原理样机

Fig.15 Experimental prototype of double-input Buck converter

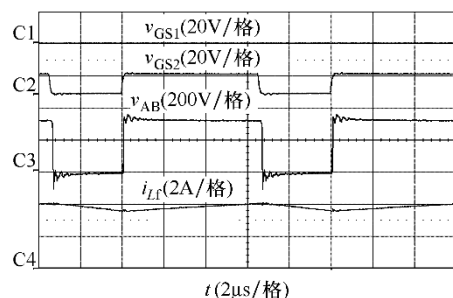
图 16 给出了在额定输入电压下的开关管驱动信号、电感电流、AB 间电压的实验波形。设 1#源输入电流参考值为 1.67A, 此时 1#源最大输出功率为 200W。图 16a 给出了满载时两路源同时向负载供电时的稳态波形, 此时 1#源最大输出功率低于负载功率, 1#源以最大功率输出, 2#源补充剩余功率, 输出电压稳定在 100V。图 16b 为 1#源单独向负载供电时的稳态波形, 此时负载功率为 100W, 低于 1#源最大输出功率, 1#源提供全部负载功率, 输出电压稳定在 100V。图 16c 给出了满载时 2#源单独向负载供电时的稳态波形, 此时 2#源输出功率为 400W, 输出电压稳定在 100V。以上验证了前面提出的能量管理策略的有效性, 实验结果表明变换器能够在三种工作模式下稳定工作。



(a) 工作模式 I



(b) 工作模式 II



(c) 工作模式 III

图 16 三种工作模式下的稳态波形

Fig.16 Experimental waveforms for three operational modes

图 17 给出了负载电流在满载和 25%载之间变化时的驱动电压、负载电流、1#源输入电流和输出电压的实验波形。从图中可以看出: 由于 1#源输入电流的参考值设为 1.67A, 当  $I_o$  从满载突减至 25%载时, 电路由工作模式 I 切换至工作模式 II; 当  $I_o$  从 25%载突加至满载时, 电路由工作模式 II 切换至工作模式 I。

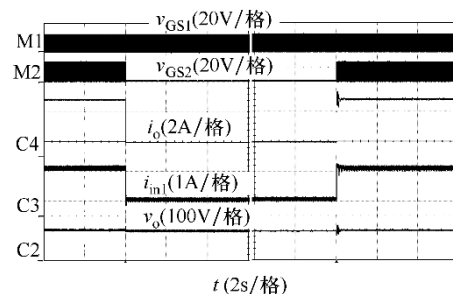
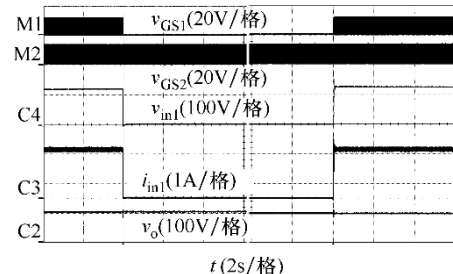


图 17 负载电流突变时的实验波形

Fig.17 Experimental waveforms corresponding to a step change in load current

图 18 给出了满载情况下  $V_{in1}$  在 120V 和 0V 之间变化时的驱动电压、1#源输入电压、1#源输入电流和输出电压的实验波形。从图中可以看出: 在满载工作条件下, 两路源同时向负载供电, 当  $V_{in1}$  从

图 18 满载情况下  $V_{in1}$  突变时的实验波形Fig.18 Experimental waveforms corresponding to a step change in  $V_{in1}$  at full load

额定电压 120V 突减至 0V 时, 即 1# 源退出, 电路由工作模式 I 切换至工作模式 III, 2# 源单独供电; 当  $V_{in1}$  从 0V 突加至额定电压 120V 时, 电路再由工作模式 III 切换至工作模式 I。

图 19 给出了轻载情况下  $V_{in1}$  在 120V 和 0V 之间变化时的驱动电压、1# 源输入电压、1# 源输入电流和输出电压的实验波形。从图中可以看出: 在轻载工作条件下, 1# 源单独向负载供电, 当  $V_{in1}$  从额定电压突减至 0V 时, 即 1# 源退出, 电路由工作模式 I 切换至工作模式 II, 2# 源单独供电; 当  $V_{in1}$  从 0V 突加至额定电压时, 电路由工作模式 II 切换至工作模式 I。

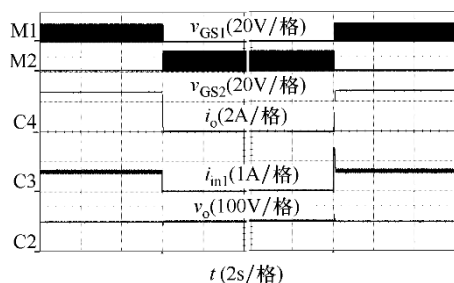


图 19 轻载情况下  $V_{in1}$  突变时的实验波形

Fig.19 Experimental waveforms corresponding to a step change in  $V_{in1}$  at light load

实验结果表明: 采用一套闭环调节器参数, 在负载电流和 1# 源输入电压变化时, 系统可以在三个工作模式自由切换。由此说明, 此闭环设计方法是有效的。

## 7 结论

本文根据双输入 Buck 变换器的电路图和系统的能量管理策略, 采用状态空间平均法建立了三种不同工作模式下双输入 Buck 变换器的小信号电路模型, 在此基础上推导了相应的系统小信号数学模型。当两路输入源同时向负载供电时电流环和电压环的环路增益函数与两路调节器参数都有关, 使得调节器难以设计。本文提出了一种有效的闭环调节器设计方法, 先在工作模式 II 下设计电流调节器; 在工作模式 II 和 III 下设计电压调节器; 在工作模式 I 下验证所设计的调节器是否满足系统稳定性和快速性要求。最后进行了实验验证, 实验结果表明, 所设计的调节器使系统在三种模式下均能稳定工作, 并且在三种模式之间自由切换。需要指出的是, 这种闭环设计方法在其他的双输入直流变换器中同样

适用。

## 参考文献

- [1] Iannone F, Leva S, Zaninelli D. Hybrid photovoltaic and hybrid photovoltaic-fuel cell system: economic and environmental analysis[C]. Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005: 1503-1509.
- [2] Jiang Z H. Power management of hybrid photovoltaic-fuel cell power systems[C]. Proc. IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006: 1-6.
- [3] Dobbs B G, Chapman P L. A multiple-input DC-DC converter topology[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(1): 6-9.
- [4] Sebastian J, Villegas P J, Nuno F. High-efficiency and wide-band width performance obtainable from a two-input Buck converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(4): 706-717.
- [5] Benavides N D, Chapman P L. Power budgeting of a multiple-input Buck-Boost converter[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2005, 20(6): 1303-1309.
- [6] Benavides N D, Eslam T, Chapman P L. Ripple correlation control of a multiple-input DC/DC converter[C]. Proc. IEEE PESC, 2005: 160-164.
- [7] Matsuo H, Lin W Z, Kurokawa F, et al. Characteristics of the multiple-input DC-DC converter[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 625-631.
- [8] Kobayashi K, Matsuo H, Sekine Y. Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC-DC converter [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 53(1): 281-286.
- [9] Liu Y C, Chen Y M. A systematic approach to synthesizing multiple-input DC/DC converter[C]. Proc. IEEE PESC, 2007: 2626-2632.
- [10] Chen Y M, Liu Y C, Lin S H. Double-input PWM DC/DC converter for high/low voltage sources[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2006, 3(5): 1538-1544.
- [11] Rodriguez F D, Imes W G. Analysis and modeling of a two-input DC/DC converter with two controlled variables and four switched networks[C]. Proc. 31st Itersoc Energy Conversion Engineering Conf., 1996: 11-16.

- [12] Liu D W, Li H, Marlino L D. Design of a 6kW multiple-input bi-directional DC/DC converter with decoupled current sharing control for hybrid energy storage elements[C]. Proc. IEEE APEC, 2007: 509-513.
- [13] Ruan X B, Wei J, Xue Y L. Three-level converters with the input and output sharing the ground[C]. Proc. IEEE PESC, 2003: 1919-1923.
- [14] 李艳, 杨东升, 阮新波. 一种新的双输入直流变换器[J]. 电工技术学报, 2008, 23(6): 77-82.  
Li Yan, Yang Dongsheng, Ruan Xinbo. A new double-input DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(6): 77-82.
- [15] Middlebrook R D, Cuk S. A general unified approach to modeling switching converter power stages[C]. Proc. IEEE PESC, 1976: 18-34.
- [16] Liu C R, Lai J S. Low frequency current ripple reduction technique with active control in a fuel cell power system with inverter load[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2007, 22(4): 1429-1436.
- [17] 张卫平. 开关变换器的建模与控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2008.
- 
- 作者简介: 李艳 女, 1977 年生, 博士研究生, 研究方向为中小功率高频软开关直-直变换器和新能源供电系统。 阮新波 男, 1970 年生, 教授、博士生导师, 研究方向为功率电子变换技术、航空航天供电系统、新能源供电系统和电力电子系统集成。