

带解耦控制的三输入直流变换器 建模及调节器设计

李 艳¹ 郑琼林¹ 陈嘉焱¹ 赵 闯²

(1. 北京交通大学电气工程学院 北京 100044 2. 燕山大学电气学院 秦皇岛 066004)

摘要 在包含多个输入源的新能源联合供电系统中,采用一个多输入直流变换器(MIC)代替传统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。本文以一种新型的 Buck、Boost、Buck-Boost 三输入变换器为例,将解耦控制环节加入系统中,这样就可以方便的进行闭环调节器的设计,从而提高系统的稳态和动态性能。最后通过一个 400W 的原理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三输入直流变换器系统中。

关键词: 新能源联合供电系统 多输入直流变换器 建模 解耦 调节器设计

中图分类号: TN624

Modeling and Regulator Design for Three-Input DC-DC Converters with Decoupling Control

Li Yan¹ Trillion Q Zheng¹ Chen Jiayao¹ Zhao Chuang²

(1. Beijing Jiaotong University Institute of Power Electronics Beijing 100044 China

2. Yanshan University Electrical Engineering College Qinhuangdao 066004 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 converter (MIC) has the advantage of simpler circuit design and lower cost. The hybrid power system with a MIC is a typical multiple-input and multiple-output coupled system, so the closed-loop design is very complicated. In this paper, a novel three-input Buck, Boost, Buck-Boost converter is taken as an example, decoupling control will be inserted to the system and the regulator can be designed respectively. Static and dynamic permanence will be enhanced. Experimental results are given to verify the design effectiveness with a 400W prototype. This method can be applied to the other three-input DC-DC converters.

Keywords : Hybrid power system, multiple-input converter, modeling, decoupling, regulator design

1 引言

近年来,以太阳光、风能和生物能为代表的可再生能源得到越来越广泛的应用^[1-4]。但是大部分新

能源发电都对地形及气候有比较强的依赖,均存在电力供应不稳定、不连续及随气候条件变化等缺点。因此需要采用太阳能、风能和生物能等多种能源形式相互补充支持的多种能源联合供电系统^[5]。在传统的基于直流母线的新能源联合供电系统中,为了协调工作,每种能源形式均需要一个直流变换器,并联在公共的直流母线上。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-

中央高校基本科研业务费专项资金(2011BJM116),台达电力电子科教发展基金(DREG2011010),中国博士后基金(2011M500225)和高等学校博士学科专项科研基金(20110009120032)资助项目。
收稿日期 2011-08-16 改稿日期 2011-12-06

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。近年来,国内外学者针对 MIC 进行了大量地研究,主要涉及电路拓扑以及能量管理策略等方面^[6-10]。

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^[11,12],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。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。

本文将以 Buck、Boost、Buck-Boost 三输入变换器为例,提出三输入直流变换器的能量管理策略,其控制系统由两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 工作原理分析

2.1 主电路工作原理

三输入变换器如图 1 所示,由一个 Boost 单元和一个混合单元通过电容 C_f 两端 C、D 两点并联构成,这个混合单元是由 Buck 单元嵌入至 Buck-Boost 而成。其中 $V_{in1} \sim V_{in3}$ 分别为三个输入源, $VT_1 \sim VT_3$ 为开关管, $VD_1 \sim VD_3$ 为续流二极管, L_3 是升压电感, L_b 是缓冲电感, C_f 是输出滤波电容, R_{Ld} 是负载。 $VT_1 \sim VT_3$ 的开关频率可以相同也可以不相同,如果开关频率相同, $VT_1 \sim VT_3$ 可以同时导通,也可以错开一定角度工作。

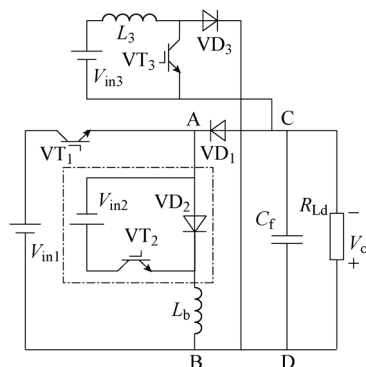


图 1 三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器

Fig.1 Three-input Buck, Boost, Buck-Boost converter

V_{in1} 单独向负载供电时, VD_2 始终导通, V_{in1} 、 VT_1 、 VD_1 、 L_b 、 C_f 和 R_{Ld} 相当于一个 Buck-Boost 变换器。 V_{in2} 单独向负载供电时, VD_1 始终导通, V_{in2} 、 VT_2 、 L_b 、 C_f 和 R_{Ld} 相当于一个 Buck 变换器。 VT_1 、 VT_2 同时导通时, 混合单元相当于一个 Buck-Boost 变换器。

由上面的分析可知, 该变换器的输入输出关系为

$$\begin{aligned} V_o &= V_{in1} \frac{D_{y1}}{1-D_{y1}} + V_{in2} \frac{D_{y2}}{1-D_{y1}} \\ &= V_{in3} \frac{1}{D_{y3}} \end{aligned} \quad (1)$$

输出电流为 $I_o = I_{o3} + I_{o12}$

$$\begin{cases} I_{in1} = \frac{D_{y1}}{1-D_{y1}} I_{o12} \\ I_{in2} = \frac{D_{y2}}{1-D_{y1}} I_{o12} \\ I_{in3} = \frac{1}{D_{y3}} I_{o3} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $I_{in1} \sim I_{in3}$ 分别为 1[#]~3[#]输入源的输入电流。

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, 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: 保证输出电压稳定, 实现多个输入源的功率分配。

以三输入直流变换器为例, 输入电压一定时, 通过控制其中两路的输入电流就可以控制该输入源的输入功率。在氢-光-风互补供电系统中, 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), 风能电池为后备能源供电设备(2[#]输入源) 蓄电池为另一后备能源供电设备(3[#]输入源)。本文采用主从控制方式分配三路输入源的输入功率^[12], 即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, 如果负载功率大于 1[#]与 2[#]的和, 那么剩余的功率由 3[#]输入源提供。图 2 给出了三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 直流变换器的控制框图, 它由 1[#]、2[#]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。

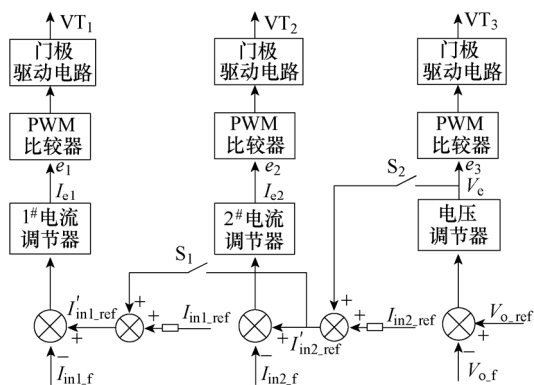


图 2 控制系统框图

Fig.2 Block diagram of control system

工作模式 1：当负载所需功率大于 1# 和 2# 源同时工作时所能提供的最大功率且小于 1# 源 ~ 3# 源同时工作输入的功率和时，三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，开关 S_1 和 S_2 断开，电压调节器和 1# 源、2# 源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； I_{in2_ref} 是 2# 源能够提供的最大功率时输入电流的参考值，使 2# 源输出最大功率；电压调节器用于调节输出电压稳定并且使 3# 源提供剩余的负载功率。

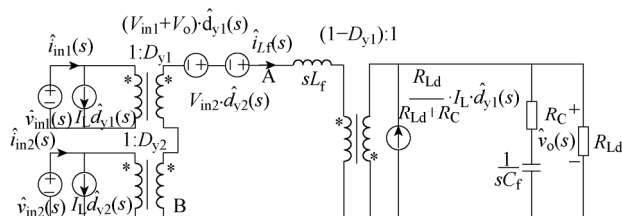
工作模式 2：当负载变轻，大于 1# 源所能提供的最大功率且小于由 1# 源、2# 输入源的最大功率和时，1# 源将以最大功率输出，剩余的功率由 2# 源提供。这时电压调节器的输出 V_e 将为负值，使 VT_3 截止， S_2 导通，电压调节器的输出 V_e 与 I_{in2_ref} 相加，减小 2# 源输入电流。电压调节器与 2# 电流调节器组成双闭环，电流环为内环，电压环为外环，共同调节 VT_2 的占空比使 2# 源提供剩余的负载功率，使输出电压稳定。

工作模式 3：当负载进一步减轻时，负载所需功率小于 1# 源最大输出功率时。这时 V_e 与 I_{in2_ref} 相加为负值，使 VT_2 截止，即 2# 源停止工作；同时 S_1 导通，使 I_{in1_ref} 减小，即减小输入电流；此时电压调节器与 1# 电流调节器组成双闭环，电流环为内环，电压环为外环，调节 VT_1 的占空比调节输出功率且使输出电压稳定。

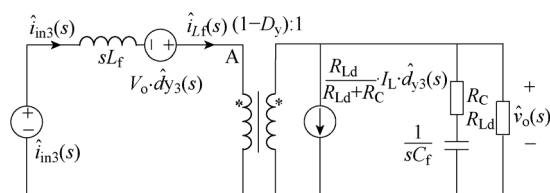
3 小信号电路模型

在进行闭环系统设计前，首先建立被控对象的小信号模型^[13]。下面分别给出三种工作模式下三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器的小信号电路模型。

采用状态空间平均法^[14]，可建立工作模式 1 下三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器的小信号电路模型，如图 3 所示。根据电路结构分析，电路可以分为并联的两个单独工作的部分。



(a) Buck、Buck-Boost 单元



(b) Boost 单元

图 3 工作模式 1 的小信号电路模型

Fig.3 Small signal circuit model in operation mode

当三路源同时向负载供电（工作模式 1）时，控制变量为三路占空比，输出变量为 1# 源、2# 源输入电流和输出电压。式（3）给出了控制-输出的传递函数。由该式可以看出，两个电流闭环是耦合在一起的，而输出电压闭环与两个电流闭环是独立的。

$$Y(s) = \begin{pmatrix} \hat{i}_{in1}(s) \\ \hat{i}_{in2}(s) \\ \hat{v}_o(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & 0 \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & 0 \\ 0 & 0 & G_3(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{d}_{y1}(s) \\ \hat{d}_{y2}(s) \\ \hat{d}_{y3}(s) \end{pmatrix} \quad (3)$$

式中， $\hat{i}_{in1}(s)$ 、 $\hat{i}_{in2}(s)$ 、 $\hat{v}_o(s)$ 、 $\hat{d}_{y1}(s)$ 、 $\hat{d}_{y2}(s)$ 、 $\hat{d}_{y3}(s)$ 分别为 1# 源、2# 源的输入电流 I_{in1} 、 I_{in2} ，输出电压 $v_o(s)$ ，占空比 D_{y1} 、 D_{y2} 和 D_{y3} 的小信号扰动； $G_{11}(s)$ 、 $G_{12}(s)$ 、 $G_{21}(s)$ 、 $G_{22}(s)$ 和 $G_3(s)$ 为被控对象的传递函数，它们可以由式（4）~ 式（8）得到。

$$G_{11}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{in1}(s)}{\hat{d}_1(s)} \right|_{\hat{d}_2(s)=0} = \frac{D_1[C_f s(R_{Ld} + R_C) + 1](V_{in1} + V_o) + D_1 V_o}{L_f C_f s^2(R_{Ld} + R_C) + sL_f + (1 - D_1)^2 R_{Ld}} + I_L \quad (4)$$

$$G_{12}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{in1}(s)}{\hat{d}_2(s)} \right|_{\hat{d}_1(s)=0} = \frac{D_1[C_f s(R_{Ld} + R_C) + 1]V_{in2}}{L_f C_f s^2(R_{Ld} + R_C) + sL_f + (1 - D_1)^2 R_{Ld}} \quad (5)$$

$$G_{21}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{in2}(s)}{\hat{d}_1(s)} \right|_{\hat{d}_2(s)=0} = \frac{D_2[C_f s(R_{Ld} + R_C) + 1](V_{in1} + V_o) + D_2 V_o}{L_f C_f s^2(R_{Ld} + R_C) + sL_f + (1 - D_1)^2 R_{Ld}} \quad (6)$$

$$G_{22}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{in2}(s)}{\hat{d}_2(s)} \right|_{\hat{d}_1(s)=0} = \frac{D_2[C_f s(R_{Ld} + R_C) + 1]V_{in2}}{L_f C_f s^2(R_{Ld} + R_C) + sL_f + (1 - D_1)^2 R_{Ld}} + I_L \quad (7)$$

$$G_3(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_3(s)} = \frac{V_o(1 - D_3)R_{Ld} - \frac{V_o}{(1 - D_3)}L_3 s}{L_3 C_f s^2(R_{Ld} + R_C) + sL_3 + (1 - D_1)^2 R_{Ld}} \quad (8)$$

当 3[#]输入源退出工作(工作模式₁)时,三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器等效于一个双输入 Buck、Buck-Boost 变换器,2[#]源工作在电压、电流双闭环模式,小信号电路模型与图 3a 类似。

2[#]、3[#]输入源退出工作(工作模式₂)时,1[#]源单独工作,三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器等效于一个单输入 Buck-Boost 变换器,小信号电路模型如图 4 所示。

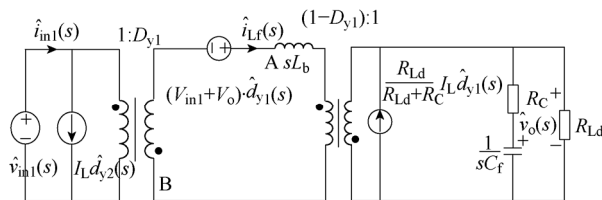
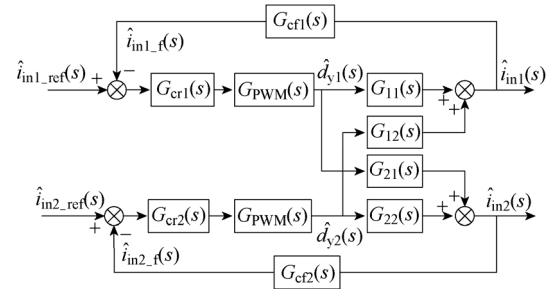


图 4 工作模式₁的小信号电路模型

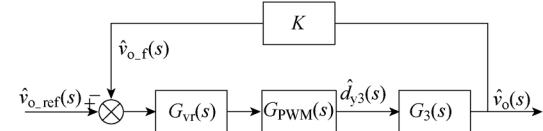
Fig.4 Small signal circuit model in operation mode

4 闭环调节器的设计

由图 2 所示的控制框图,可以得到三种工作模式下系统的闭环结构图,如图 5 和图 6 所示,其中 $G_{cr1}(s)$ 、 $G_{cr2}(s)$ 、 $G_{vr}(s)$ 分别为 1[#]、2[#]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(以下分别简称为 1[#]、2[#]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[#]、2[#]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 $G_{cf1}(s) = 1/(R_1 C_1 s + 1)$, $G_{cf2}(s) = 1/(R_2 C_2 s + 1)$ 。其中 R_1 、 C_1 、 R_2 、 C_2 分别为两路 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 $G_{vf}(s) = K$ 。



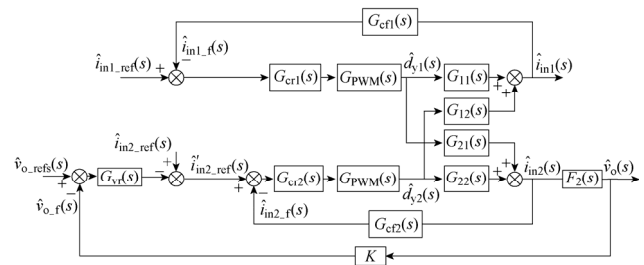
(a) Buck、Buck-Boost 混合单元



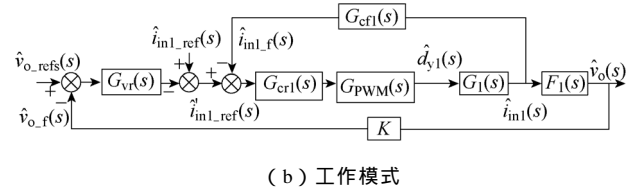
(b) Boost 单元

图 5 工作模式₁下的闭环结构图

Fig.5 Diagram configuration in the operation mode



(a) 工作模式



(b) 工作模式

图 6 工作模式₂和₃下的闭环结构图

Fig.6 Diagram configuration in the operation mode and

在工作模式₁下, $\hat{i}_{in2}(s)$ 到 $\hat{v}_o(s)$ 的传递函数为 $F_2(s)$, 由式(9)表示。而在工作模式₂下, $\hat{i}_{in1}(s)$ 到 $\hat{d}_{y1}(s)$ 的传递函数为 $G_1(s)$, $\hat{v}_o(s)$ 到 $\hat{i}_{in1}(s)$ 的传递函数为 $F_1(s)$, 分别由式(10)和式(11)表示。

$$F_2(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{in2}(s)} = \frac{(1 - D_{y1})R_{Ld}}{D_{y2}[C_f(R_{Ld} + R_C) + 1]} \quad (9)$$

$$G_1(s) = \frac{\hat{i}_{in1}(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{D_1[C_f s(R_{Ld} + R_C) + 1](V_{in1} + V_o) + D_1 V_o}{L_b C_f s^2(R_{Ld} + R_C) + sL_b + (1 - D_1)^2 R_{Ld}} + I_L \quad (10)$$

$$F_1(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_{in1}(s)} = \frac{(1 - D_1)R_{Ld}}{D_1[C_f s(R_{Ld} + R_C) + 1]} \quad (11)$$

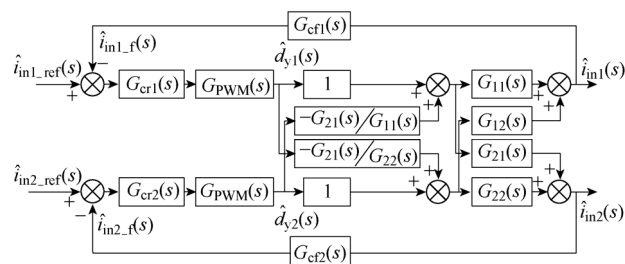
从图 5 和图 6 可以得出：

(1) 当混合支路的两路输入源同时工作时(见图 5a), 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 $\hat{i}_{in2}(s)$ 。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。

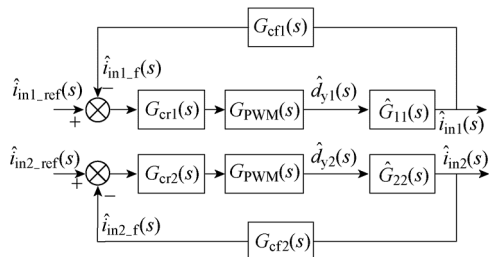
(2) 当 3[#] 输入源退出工作时(见图 6a), $G_{vr}(s)$ 的输出作为 $G_{cr2}(s)$ 的参考信号, 2[#] 输入源工作在电压电流双闭环模式 1[#] 输入源仍然以独立电流环工作; 当 2[#] 和 3[#] 输入源退出工作时(见图 6b), $G_{vr}(s)$ 的输出作为 $G_{cr1}(s)$ 的参考信号, 电压电流双闭环模式。

4.1 工作模式 闭环调节器的设计

针对工作模式 下的两个电流环耦合的问题, 进行两个闭环的解耦, 方法是将解耦矩阵 $G^*(s)$ 加入闭环结构图中, 如图 7a 所示; 加入了解耦矩阵的被控对象传递函数是对角矩阵 $\hat{G}(s)$, 如图 7b 所示。解耦后的两个闭环实现了解耦。解耦后的电流闭环可以独立的设计两个闭环调节器。



(a) 加入解耦矩阵



(b) 解耦后

图 7 在工作模式 下解耦过程的闭环结构

Fig.7 Diagram configuration of decoupling in the operation mode

由式(12)推导出解耦矩阵的传递函数表达式, 见式(13)。解耦后的被控对象的传递函数矩阵为式(14)。

$$\begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_{11}^*(s) & G_{12}^*(s) \\ G_{21}^*(s) & G_{22}^*(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{G}_{11}(s) & 0 \\ 0 & \hat{G}_{22}(s) \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{pmatrix} G_{11}^*(s) & G_{12}^*(s) \\ G_{21}^*(s) & G_{22}^*(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \\ -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} & 1 \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{G}_{11}(s) & 0 \\ 0 & \hat{G}_{22}(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}(s) - G_{12}(s) \frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} & 0 \\ 0 & G_{22}(s) - G_{21}(s) \frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \end{pmatrix} \quad (14)$$

按照图 7b 给出的闭环结构图可以得到工作模式 下的解耦后的两个电流闭环的环路增益函数分别为 $T_{i-1}(s)$ 和 $T_{i-2}(s)$, 见式(15)和式(16)。

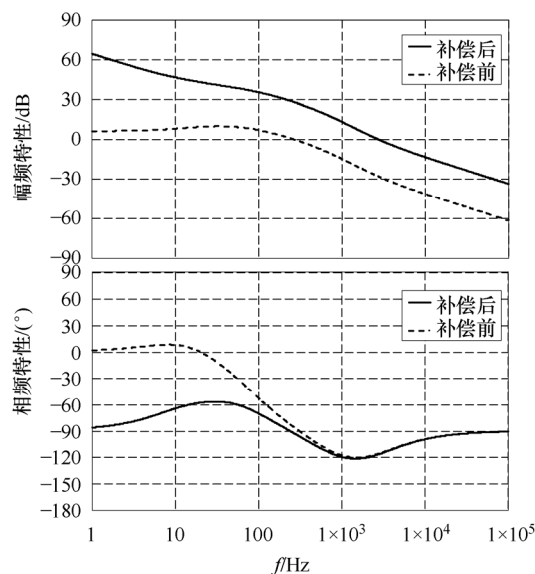
$$T_{i-1}(s) = G_{cr1}(s) G_{PWM}(s) G_{cfl}(s) \hat{G}_{11}(s) \quad (15)$$

$$T_{i-2}(s) = G_{cr2}(s) G_{PWM}(s) G_{cfl2}(s) \hat{G}_{22}(s) \quad (16)$$

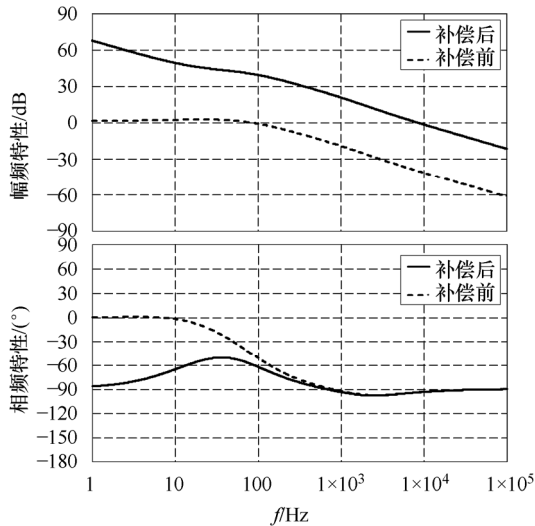
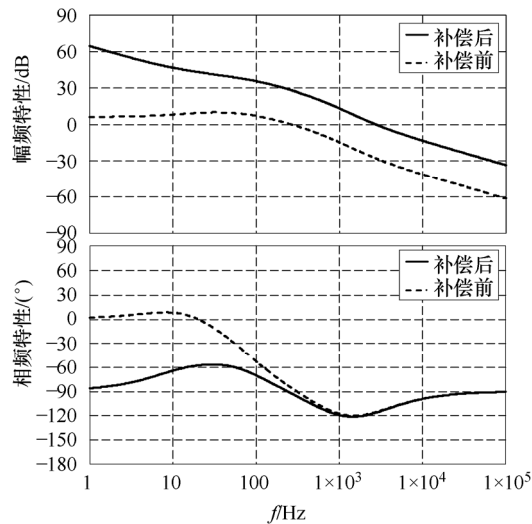
而工作模式 下的电压环的环路增益函数为可以由图 5b 得到。

$$T_v(s) = G_{vr}(s) G_{PWM}(s) G_3(s) K \quad (17)$$

图 8 分别给出了工作模式 下三个闭环环路增益函数的伯德图, 虚线为补偿前的幅频和相频特性曲线, 采用 PI 调节器进行校正后, 校正后的幅频和相频特性曲线为图中实线部分。由图 8a 可以看出 1[#] 电流环的校正后的截止频率为 3kHz, 相位裕度为 65°; 由图 8b 可以看出 2[#] 电流环校正后的截止频率为 8kHz, 相位裕度为 85°; 由图 8c 可以看出 2[#] 电流环校正后的截止频率为 2.5kHz, 相位裕度为 60°。



(a) 1[#] 电流环

(b) 2[#]电流环

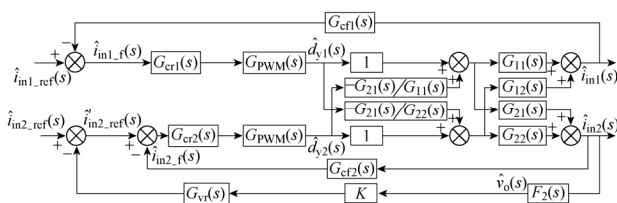
(c) 电压环

图 8 工作模式 下校正前后环路增益函数伯德图

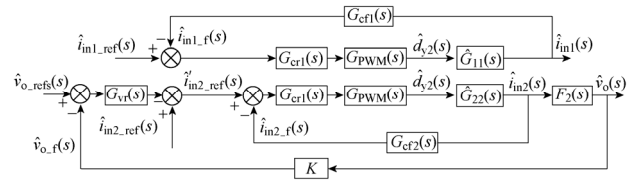
Fig.8 The original and compensated loop gains in operation mode I

4.2 工作模式 下调节器的设计

针对工作模式 下的 1[#]电流环和输出电压闭环耦合的问题,采用同样的方法进行两个闭环的解耦。解耦前后闭环结构如图 9 所示。



(a) 加入解耦矩阵



(b) 解耦后

图 9 带和不带解耦控制的系统工作模式 下 1[#]电流闭环和输出电压闭环结构Fig.9 Diagram configuration of 1[#] current loop and voltage loop in the operation mode with and without decoupling control

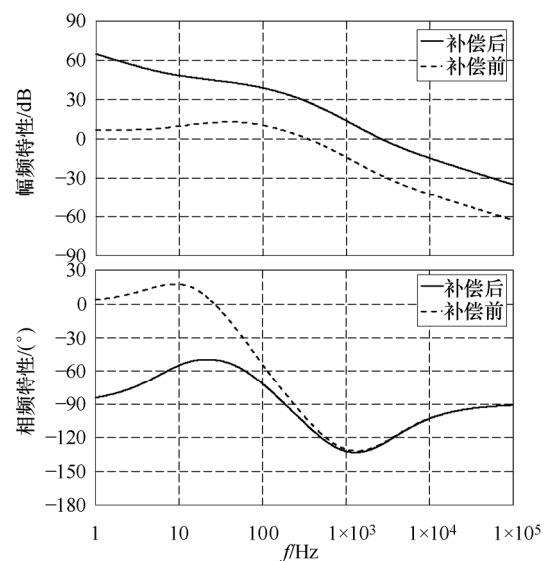
解耦后的 1[#]电流环的环路增益函数为 $T_{i_1}(s)$, $T_{i_2i}(s)$ 和 $T_{i_2v}(s)$ 分别为 2[#]电流内环和电压外环的环路增益函数。

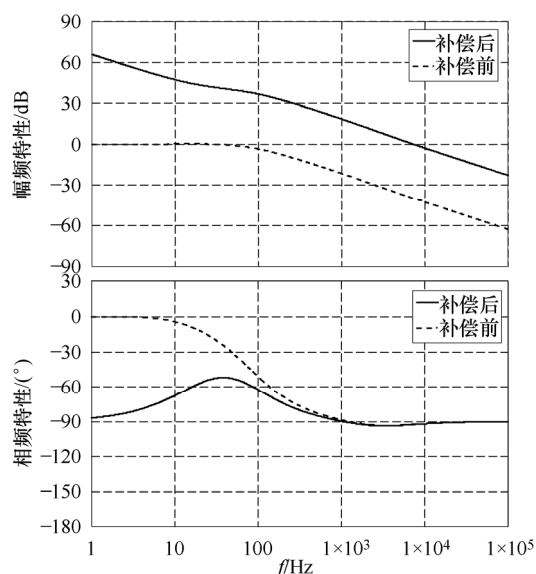
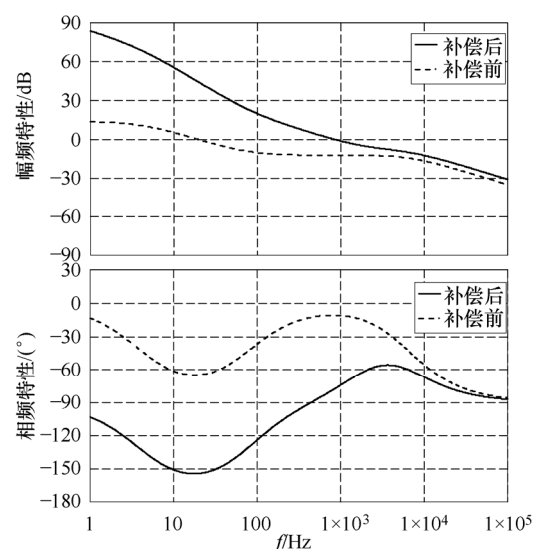
$$T_{i_1}(s) = G_{cr1}(s)G_{PWM}(s)G_{cfl}(s)\hat{G}_{11}(s) \quad (18)$$

$$T_{i_2i}(s) = G_{cr2}(s)G_{PWM}(s)G_{cfl2}(s)\hat{G}_{22}(s) \quad (19)$$

$$T_{i_2v}(s) = G_{vr}(s)F_2(s)K \frac{G_{PWM}(s)G_{cfl2}(s)\hat{G}_{22}(s)}{1 + G_{PWM}(s)G_{cfl2}(s)\hat{G}_{22}(s)G_{cr2}(s)} \quad (20)$$

校正前后环路增益函数的伯德图如图 10 所示。从图中可以看出, 1[#]电流环的截止频率为 3kHz, 相位裕度为 50°; 2[#]电流内环截止频率为 8kHz, 相位裕度为 90°; 电压外环截止频率为 900Hz, 相位裕度为 105°。

(a) 1[#]电流

(b) 2[#]电流内环

(c) 电压外环

图 10 工作模式 II 下校正前后环路增益函数伯德图

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

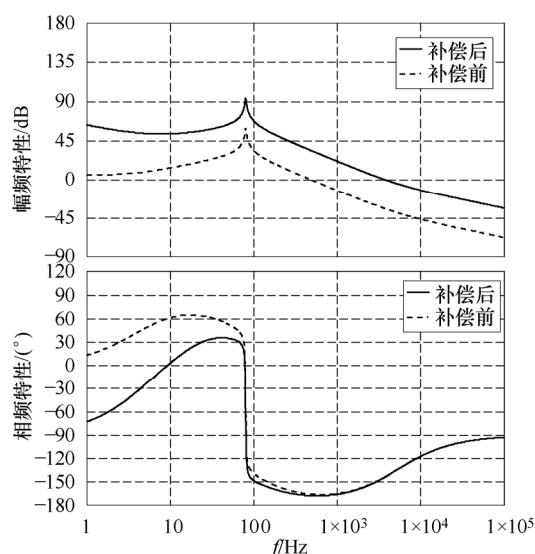
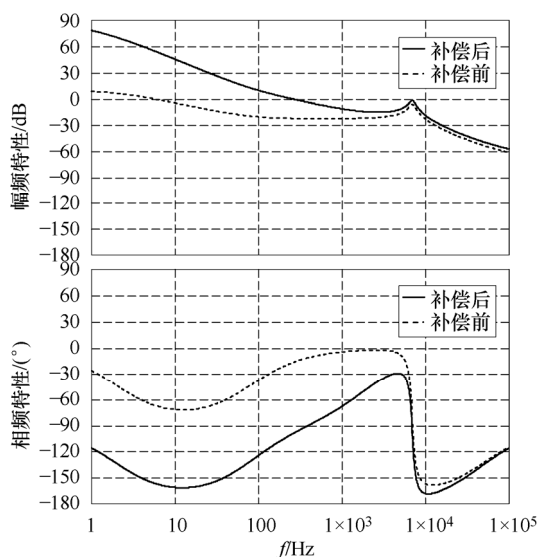
4.3 工作模式 II 闭环调节器设计

由图 6b 所示的小信号数学模型可以得到工作模式的 1[#]源输入电流-输出电压双闭环的环路增益函数, 其中 1[#]电流内环的环路增益函数为式 (21), 输出电压外环的环路增益函数为式 (22)。

$$T_{i_li}(s) = G_{crl}(s)G_{PWM}(s)G_{cfl}(s)G_1(s) \quad (21)$$

$$T_{i_lv}(s) = G_{vr}(s)F_1(s)K \frac{G_{crl}(s)G_{PWM}(s)G_1(s)}{1 + G_{crl}(s)G_{PWM}(s)G_{cfl}(s)G_1(s)} \quad (22)$$

校正前后环路增益函数的伯德图如图 11 所示。从图中可以看出, 内环截止频率 3.6kHz, 相位裕度为 36°; 外环截止频率为 300Hz, 相位裕度为 85°。

(a) 1[#]电流内环

(b) 电压外环

图 11 工作模式 III 校正前后环路增益函数的伯德图

Fig.11 The original and compensated loop gains in operation mode III

5 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 的三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器的原理样机, 如图 12 所示, 其参数见表 1 ~ 表 3。

表 1 三电源输入参数

Tab.1 Parameters of three power sources

输入参数	1 [#] 源	2 [#] 源	3 [#] 源
输入电压 V_{in}/V	150	125	50
输入电流参考值 I_{in_ref}/A	0.9	1	—
输入功率 P_{in}/W	135	125	—

表 2 不同工作模式输出参数

Tab.2 Output parameters of different operational modes

输出参数	工作模式	工作模式	工作模式
输出电压 V_o/V	100	100	100
输出功率 P_o/W	400	200	100

表 3 元件参数

Tab.3 Parameters of components

参数	数值
缓冲电感 $L_b/\mu H$	600
升压电感 $L_3/\mu H$	1 800
滤波电容 $C_f/\mu F$	250
开关频率 f_s/kHz	100

图 12a 与图 12b 给出了三输入变换器在工作模式的稳态工作实验波形。所示波形依次为 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 的驱动信号,以及 L_b (见图 12a) L_3 (见图 12b) 的电感电流。负载所需的功率 $P_o=400W$, 大于 1[#]、2[#]源的最大功率和,此时变换器工作在模式。此时 1[#]源输出功率为 135W, 2[#]源输出功率为 125W, 剩余的功率由 3[#]源提供, 为 140W。输出电压稳定在 100V。

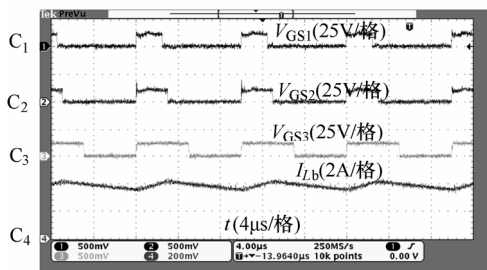
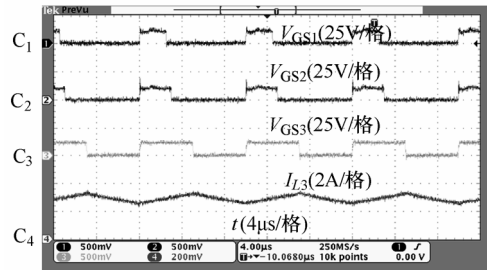
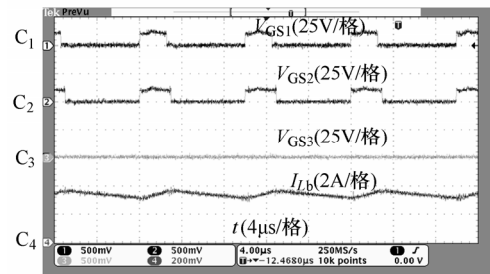
(a) 驱动信号及电感 L_b 的电流波形(b) 驱动信号及 Boost 电感 L_3 电流波形

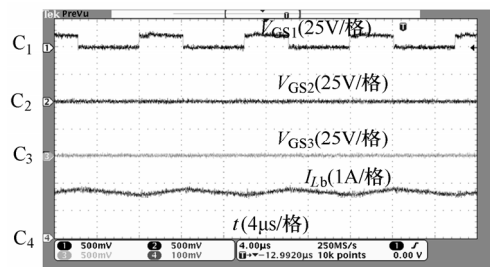
图 12 三输入源同时供电 (工作模式)

Fig.12 Experimental waveforms in the operation mode I

图 13a 给出了三输入变换器在工作模式的稳态工作实验波形。此时负载减轻, 所需功率为 $P_o=250W$, 大于 1[#]源所能提供的最大功率 (135W) 且小于由 1[#]、2[#]源的最大功率和 (260W) 时, 此时变换器工作于工作模式。1[#]源将以最大功率输出为 135W, 剩余的功率由 2[#]源提供, 为 115W, 同时 3[#]源已退出工作。输出电压依然稳定在 100V。图 13b 给出了三输入变换器的工作模式的稳态工作实验波形。负载进一步减轻时, 此时负载所需功率仅为 $P_o=120W$, 小于 1[#]源最大输出功率 (135W), 此时, 变换器工作于工作模式。负载功率仅由 1[#]提供, 2[#]和 3[#]退出工作, 无驱动信号。输出电压同样稳定在 100V。



(a) 工作模式



(b) 工作模式

图 13 工作模式和 的实验波形

Fig.13 Experimental waveforms in the operation mode and

图 14 给出了负载功率在 400W 和 200W 之间模式切换时, 1[#]~3[#]源开关管驱动信号、负载电流的实验波形。从图中可以看出: 在 $0 \sim t_1$ 之间, 输出功率满载 400W, 变换器工作在模式, 三个输入源均工作; t_1 时刻, 负载功率从 400W 降至 200W 时, 变换器从工作模式切换至工作模式; 在 $t_1 \sim t_2$ 之间, 变换器工作在模式, 3[#]源退出工作; t_2 时刻, 负载功率从 200W 升至 400W, 变换器从工作模式切换至工作模式, 3[#]源恢复工作, 1[#]、2[#]源始终保持输入功率。

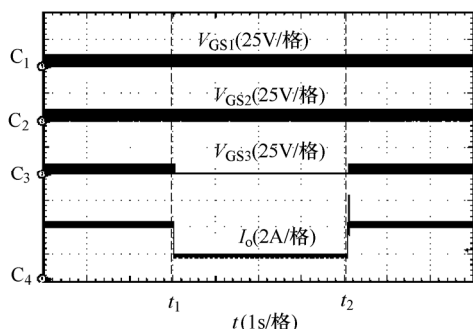


图 14 变换器在工作模式 与模式 切换的动态波形

Fig.14 Dynamic switching waveforms between operation to

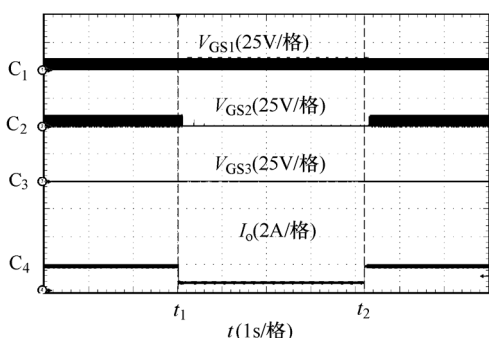


图 15 变换器在工作模式 与模式 切换的动态波形

Fig.15 Dynamic switching waveforms between operation to

图 15 给出了负载功率在 200W 和 100W 之间模式切换时, 1[#]~3[#]源开关管驱动信号、负载电流的实验波形。从图中可以看出: 在 0~t₁ 之间, 输出功率为 200W, 变换器工作在工作模式 , 1[#]源、2[#]源均工作; t₁ 时刻, 负载功率从 200W 降至 100W, 变换器从工作模式 切换至工作模式 ; 在 t₁~t₂ 之间, 变换器工作在工作模式 , 2[#]源退出工作; t₂ 时刻, 负载功率从 100W 升至 200W, 变换器从工作模式 切换至工作模式 , 2[#]源恢复工作, 1[#]源始终保持输入功率。

图 16 给出了负载功率在 400W 和 100W 之间模式切换时, 1[#]~3[#]源开关管驱动、输出电流的实验波形。从图中可以看出: 在 0~t₁ 之间, 输出功率为 400W, 变换器工作在工作模式 , 1[#]源、2[#]源均工作; t₁ 时刻, 负载功率从 400W 降至 100W, 变换器从工作模式 切换至工作模式 ; 在 t₁~t₂ 之间, 变换器工作在工作模式 , 2[#]源、3[#]源退出工作; t₂ 时刻, 负载功率从 100W 升至 400W, 变换器从工作模式 切换至工作模式 , 2[#]源、3[#]源恢复工作, 1[#]源始终保持功率输入。

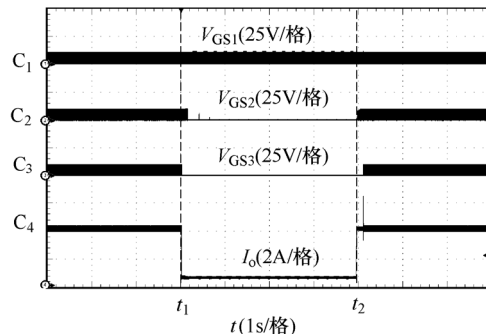


图 16 变换器在工作模式 与模式 切换的动态波形

Fig.16 Dynamic switching waveforms between operation to

由以上实验结果表明: 采用一套闭环调节器参数, 在负载功率变化时, 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。

6 结论

由三输入 Buck、Boost、Buck-Boost 变换器的能量管理策略, 采用状态空间平均法建立了三种不同工作模式下的小信号电路模型, 并在此基础上推导了相应的系统小信号数学模型。由于系统在工作模式 和模式 的存在耦合关系, 使得闭环调节器难以设计。本文首先在前两种模式下进行了解耦控制, 给出各种模式下解耦后的系统环路增益函数的伯德图, 综合考虑所有工作模式下的稳态和动态要求, 最后给出闭环调节器参数。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三输入直流变换器中同样适用。

参考文献

- [1] Kim S K, Jeon J H, Cho C H, et al. Dynamic modeling and control of a grid-connected hybrid generation system with versatile power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(4): 1677-1688.
- [2] Wai R J, Lin C Y, Lin C Y, et al. High-efficiency power conversion system for kilowatt-level stand-alone generation unit with low input voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(10): 3702-3710.
- [3] Timbus A, Liserre M, Teodorescu R, et al. Evaluation of current controllers for distributed power generation

- systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 654-664.
- [4] Agbossou K, Kélouwani S, Anouar A, et al. Energy management of hydrogen-based stand-alone renewable energy system by using boost and buck converters[C]. Proceedings of IEEE Industry Applications Conference, 2004 : 2786-2793.
- [5] Iannone F, Leva S, Zaninelli D. Hybrid photovoltaic and hybrid photovoltaic fuel cell system: economic and environmental analysis[C]. Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005: 1503-1509.
- [6] Rodriguez M, Fernandez Miaja, Rodriguez P, et al. A multiple-input digitally controlled buck converter for envelope tracking applications in radiofrequency power amplifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics Industrial Electronics 2010, 11(09): 369-381.
- [7] Xie Jun , Zhang Xing , Zhang Chongwei , et al. Research on bi-directional dc-dc converter for a stand-alone photovoltaic hybrid energy storage system[C]. Proceedings of IEEE Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2010: 1-4.
- [8] Gummi K, Ferdowsi M. Double-Input DC-DC power electronic converters for electric-drive vehicles topology exploration and synthesis using a single-pole triple-throw switch[C]. Proceedings of IEEE Transactions on Industrial Electronics 2010: 617-623.
- [9] Poshtkouhi S, Trescases O. Multi-input single-inductor DC-DC converter for MPPT in parallel-connected photovoltaic applications[C]. Proceedings of IEEE Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2011: 41-47.
- [10] Gavris M , Cornea O , Muntean N. Multiple input DC-DC topologies in renewable energy systems-a general review[C]. IEEE 3rd International Symposium on Exploitation of Renewable Energy Sources 2011, 4: 123-128.
- [11] Yang Dongsheng, Ruan Xinbo, Yan Li, et al. Multiple-input full bridge DC-DC converter[C]. Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009, 2881-2888.
- [12] 李艳, 阮新波, 杨东升. 一种双输入直流变换器[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.
- [13] Somayajula D , Ferdowsi M. Small-signal modeling and analysis of the double-Input buck/boost converter[C]. Proceedings of Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2010: 2111-2115.
- [14] Middlebrook R D, Cuk S. A general unified approach to modeling switching converter power stages[C]. Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1976: 18-34.

作者简介

李 艳 女, 1977 年生, 博士, 讲师, 研究方向为卫星电源、电动汽车车载电源和太阳能并网系统。

郑琼林 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 研究领域有轨道交通牵引供电与交流传动、高性能低损耗电力电子系统、光伏发电并网与控制、电力有源滤波与电能质量。