

# 软开关双输入全桥变换器的参数设计

李艳

(北京交通大学电力电子研究所 北京 100044)

**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(Multiple-Input Converter, MIC)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。与传统的单输入直流变换器不同, MIC的参数设计比较复杂,这是由于MIC存在多路源同时供电和单路源独立供电的多种工作模式,同时为了在多种模式下实现所有开关管的软开关,本文提出了一种综合考虑多种工作模式的软开关双输入全桥变换器的参数设计方法。给出了具体的设计过程,最后搭建了一套800W的原理样机给出了实验验证。

**关键词:** 多输入 全桥变换器 软开关 优化设计

**中图分类号:** TM46

## Parameter Design of Soft-Switching Dual-Input Full-Bridge DC-DC Converter

Li Yan

(Institute of Power Electronics of Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China)

**Abstract** In hybrid renewable power systems, the use of a multiple-input DC-DC converter (MIC) leads to simpler circuit and lower cost, compared to the conventional use of several single-input converters. This paper focuses on the optimizing design of MICs. Different to single-input DC-DC converters, the parameters design of MIC is very complicated. This is because the converter will operate in multiple operation modes, in which the power sources can power the load either simultaneously or individually. Moreover, in order to achieve soft-switching of all the switches in the multiple operation modes, parameter design of soft-switching dual-input full-bridge DC-DC converter is proposed, which is considered the multiple operation modes simultaneously. The design method and a prototype is built to verify the theoretical analysis.

**Keywords:** Multiple-input, full-bridge converter, soft-switched, optimizing design

## 1 引言

化石能源是不可再生能源,正在日益减少而终

关注,可再生能源发电作为其中一种利用形式具有良好的发展前景。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>[1-5]</sup>。

中央高校基本科研业务费专项资金(2011JBM116)和台达电力电子科教发展基金(DREG2011010)资助项目。

收稿日期 2010-10-08 改稿日期 2011-07-10

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、可持续利用等优点受到广泛的

新能源联合供电系统的功率等级可从几千瓦到几兆瓦,根据母线电压方式的不同,它通常可分为基于直流母线或者交流母线的分布式结构。图1给出了一种基于直流母线的新能源联合供电系统,为了协调工作,每种能源形式均需要一个DC-DC变换器,将各能源转化的电能变换为直流输出,并联在公共的直流母线上。在电力、交通、通信等应用

领域，直流母线系统占绝大多数，是目前的一个研究热点，本文主要研究的是基于直流母线的新能源联合供电系统。由图 1 可知，新能源联合供电系统中的变换器一般都是单输入单输出变换器，根据需要，这些变换器可以是电气隔离或者非电气隔离的，能量流动方向可以是单向或者双向的。由于每种能源形式均需要一个 DC-DC 变换器，系统的结构较为复杂，成本较高 [5-9]。在小功率场合，各种能源距离相对较近，可以用一个多输入变换器代替多个单输入变换器，如图 2 所示，这样电路结构更加简单，控制更加灵活 [10-14]。

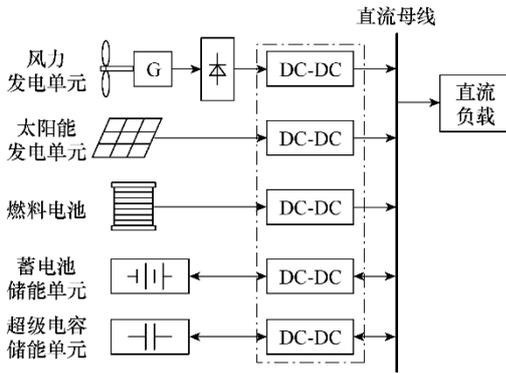


图 1 新能源联合供电系统的一般架构

Fig.1 Configuration of the hybrid renewable power system

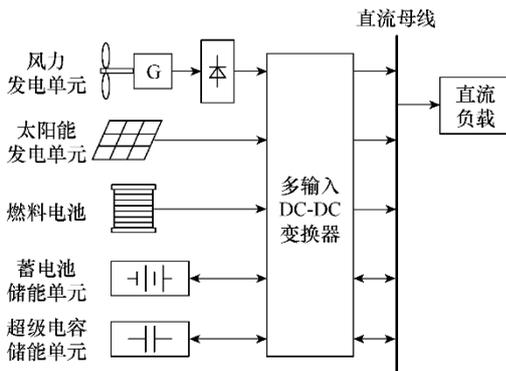


图 2 基于多输入变换器的新能源联合供电系统

Fig.2 Hybrid renewable power system with MIC

文献[10-14]分别提出了一种新的 MIC，但只是分析其工作原理，而没有具体讨论变换器的优化设计问题。与单输入电路拓扑明显不同，MIC 可以工作在多路源同时供电和单路源独立供电多种工作模式，此类变换器的设计方法比传统的单输入直流变换器要复杂，尤其对于隔离型 MIC 电路拓扑而言，由于其中包含的开关管数目较多，开关损耗较大，还要增加软开关技术，因此有必要重新讨论多种工作模式下的软开关 MIC 电路拓扑的设计问题。本文就软开关 MIC 电路拓扑的设计方法展开研究，提出一种综合考虑多种工作模式的参数优化设计方

法，使变换器中的所有开关管在多种工作模式下都能实现软开关，提高变换器的工作性能。最后仅以双输入全桥变换器为例，给出具体的设计过程。

## 2 变换器特性

双输入全桥变换器电路拓扑如图 3 所示，其生成过程参考文献[15-17]。6 只开关管选择 MOSFET，以实现 ZVS（零电压开关）。该变换器包含开关管  $Q_1 \sim Q_6$  及其反并联二极管  $VD_1 \sim VD_6$ ， $C_1 \sim C_6$  分别为开关管  $Q_1 \sim Q_6$  的结电容， $L_r$  为谐振电感，它包含了变压器的一次漏感，输出整流管  $VD_{R1} \sim VD_{R4}$  组成输出整流桥，电感  $L_f$  和电容  $C_f$  组成输出滤波器， $R_{Ld}$  是负载。

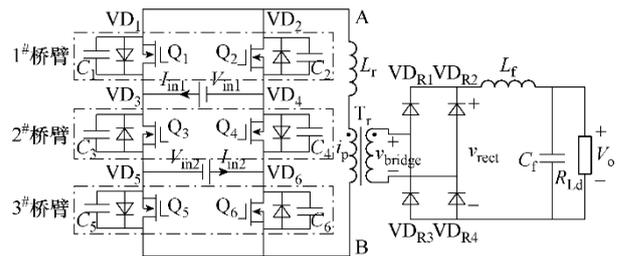
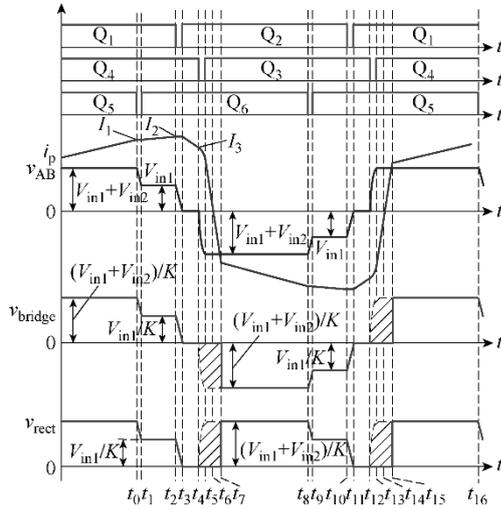


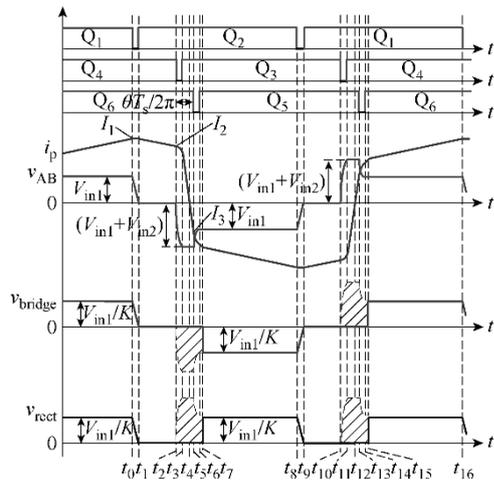
图 3 双输入全桥变换器

Fig.3 Dual-input full-bridge converter

该变换器采用移相控制，其中  $Q_3$  和  $Q_4$  为公共的滞后桥臂， $Q_1$  和  $Q_2$ 、 $Q_5$  和  $Q_6$  分别相对于  $Q_3$  和  $Q_4$  移相工作，这里称之为双移相控制方法，改变其移相角  $\theta_1$  和  $\theta_2$  可以调节输出电压。简化后的电路，减少了两只开关管，电路结构更简单。双输入全桥变换器具有双路源同时供电和单路源独立供电两种工作模式，下面给出两种工作模式的主要波形，如图 4 所示。至于具体的工作原理分析，请参考文献[18]，这里不再赘述。



(a) 双路源同时供电时



(b) 1#源单独供电时

图 4 双输入全桥变换器主要工作波形

Fig.4 Key waveforms of the dual-input full-bridge converter

需要说明的是，在 1#源单独供电时，由于 2#输入源退出工作，2#超前桥臂（Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>）和滞后桥臂（Q<sub>3</sub>和 Q<sub>4</sub>）之间的移相角应最大，为 180°，即 Q<sub>3</sub>和 Q<sub>5</sub>同开同关，Q<sub>4</sub>和 Q<sub>6</sub>同开同关。但是，这样会导致 Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>无法实现软开关。因此可以让 Q<sub>5</sub>(Q<sub>6</sub>)比 Q<sub>3</sub>(Q<sub>4</sub>)晚关断一小段时间  $\theta T_s/2\pi$ ，这样当  $i_p$  下降到零，反方向流时，先给 C<sub>6</sub>(C<sub>5</sub>) 充电，C<sub>5</sub>(C<sub>6</sub>) 放电，以实现 Q<sub>5</sub>(Q<sub>6</sub>) 的 ZVS。当 1#输入源单独向负载供电时，2#超前桥臂（Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>）和滞后桥臂（Q<sub>3</sub>和 Q<sub>4</sub>）之间的最大移相角为  $\theta_{2max}$  ( $<180^\circ$ )，以实现 2#超前桥臂开关管 Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>的 ZVS。

### 2.1 输入输出关系

两个超前桥臂相对于滞后桥臂的移相角分别为

$\theta_1$ 和  $\theta_2$ ，则对应的一次占空比分别为  $D_{p1} = (\pi - \theta_1)/2\pi$ ， $D_{p2} = (\pi - \theta_2)/2\pi$ 。考虑到占空比丢失后，二次的占空比，即有效占空比分别为  $D_{y1}$ 和  $D_{y2}$ ，并且  $D_{y1} = D_{p1} - D_{loss}$ ， $D_{y2} = D_{p2} - D_{loss}$ 。由图 4a 给出的输出整流后电压波形可知，输出电压  $V_o$ 与输入电压  $V_{in1}$ 、 $V_{in2}$ 的关系为

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

假设电感足够大，电感电流可以看成是一个直流电流，即负载电流  $I_o$ ，则  $I_{in1}$ 和  $I_{in2}$ 分别为

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

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

### 2.2 能量管理策略

MIC 的控制策略需要实现两大功能：①保证输出电压稳定；②实现多个输入源的功率分配。图 5 给出了控制系统框图，它由 1#源输入电流闭环和输出电压闭环组成 [18-19]。当输入电压固定的情况下，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。定义 1#输入源为可再生能源，1#源输入功率参考值为  $P_{in1\_ref}$ 。

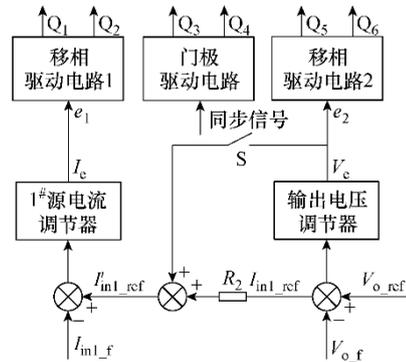


图 5 控制系统框图

Fig.5 Block diagram of control system

工作模式 I：当  $P_o > P_{in1\_ref}$  时，两路输入源同时向负载供电。开关 S 关断，电流环和电压环分别独立工作。1#源输出最大功率，电压调节器用于调节输出电压，2#源提供剩余的负载功率。

工作模式 II：当  $P_o \leq P_{in1\_ref}$  时，负载所需功率仅由 1#源单独提供即可，2#源退出工作，开关 S 闭合，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。

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，由 2#源单独向负载供电。

### 2.3 开关管实现 ZVS 的条件

开关管可以利用其结电容实现零电压关断，为

了实现其零电压开通, 必须在其开通之前, 将其上的电压降到零。下面分别讨论超前桥臂和滞后桥臂的零电压开通情况。

### 2.3.1 超前桥臂

从图 4 中可以看出, 在超前桥臂开关管的开关过程中, 输出滤波电感与一次漏感相互串联, 用来实现 ZVS 的能量来自输出滤波电感和一次漏感。输出滤波电感一般较大, 其能量足以保证超前管在宽负载范围内实现 ZVS。

### 2.3.2 滞后桥臂

在滞后桥臂开关管  $Q_2$  和  $Q_3$  的开关过程中, 二次整流二极管全部导通, 输出滤波电感电流不能反射到一次, 此时只有谐振电感的能量用于实现 ZVS。为了实现滞后管的 ZVS, 双路源同时供电时必须满足

$$\frac{1}{2}L_r(I_o/K)^2 \geq C_{lag}(V_{in1}+V_{in2})^2 \quad (4)$$

当只有一路输入源单独向负载供电时, 需要满足

$$\frac{1}{2}L_r(I_o/K)^2 \geq C_{lag}V_{ini}^2 \quad i=1,2 \quad (5)$$

由于谐振电感比折算到一次的输出滤波电感要小得多, 因此滞后管实现 ZVS 相对困难。

### 2.4 占空比丢失

与 ZVS 单输入全桥变换器类似, ZVS 双输入全桥变换器也存在占空比丢失现象。由于谐振电感的存在, 一次电流从正(负)向变化到负(正)向折算到一次的负载电流需要一定的时间, 即图 4a 中的  $[t_4, t_7]$  和  $[t_{12}, t_{15}]$  时段, 以及图 4b 中的  $[t_2, t_7]$  和  $[t_{10}, t_{15}]$  时段。这段时间内, 虽然一次有正(或负)电压方波, 但一次电流不足以提供负载电流, 二次四个整流管都导通, 滤波电感电流处于续流状态,  $v_{rect}$  为零, 这样二次电压就丢失了部分方波电压, 如图 4 中的阴影部分即为丢失的电压方波。以下分两种模式下计算占空比丢失:

(1) 在双路源同时工作模式下, 二次丢失的电压方波时间为  $[t_4, t_7]$ , 它与开关周期  $T_s$  的一半的比值就是二次占空比丢失  $D_{loss}$ , 即

$$D_{loss} = \frac{t_{47}}{T_s/2} \quad (6)$$

考虑到  $[t_4, t_5]$  时间段很短, 可以忽略, 则占空比丢失时间段内  $v_{AB} = V_{in1} + V_{in2}$ , 则

$$t_{47} = \frac{L_r[I_{Lf}(t_4) + I_{Lf}(t_7)]/K}{V_{in1} + V_{in2}} \quad (7)$$

将式 (7) 代入式 (6), 有

$$D_{loss} = \frac{2L_r[I_{Lf}(t_4) + I_{Lf}(t_7)]/K}{(V_{in1} + V_{in2})T_s} \approx \frac{4L_rI_o}{K(V_{in1} + V_{in2})T_s} \quad (8)$$

(2) 单路源单独工作模式下, 二次丢失的电压方波时间为  $[t_2, t_7]$ , 其中  $[t_2, t_3]$  和  $[t_5, t_6]$  时间段都很短, 可以忽略,  $[t_3, t_5]$  时段,  $v_{AB} = V_{in1} + V_{in2}$ ,  $[t_6, t_7]$  时段,  $v_{AB} = V_{in1}$ , 则

$$t_{26} = \frac{L_r[I_{Lf}(t_3) + I_{Lf}(t_5)]/K}{V_{in1} + V_{in2}} + \frac{L_r[I_{Lf}(t_6) + I_{Lf}(t_7)]/K}{V_{in1}} \quad (9)$$

将式 (9) 代入式 (6), 有

$$D_{loss} = \frac{2L_r}{KT_s} \left[ \frac{I_{Lf}(t_3) + I_{Lf}(t_5)}{(V_{in1} + V_{in2})} + \frac{I_{Lf}(t_6) + I_{Lf}(t_7)}{V_{in1}} \right] \\ = \frac{4L_rI_o(2V_{in1} + V_{in2})}{KV_{in1}(V_{in1} + V_{in2})T_s} \quad (10)$$

从式 (8) 和式 (10) 中可以看出, 无论在何种工作模式下, 输入电压  $V_{in}$  越低,  $D_{loss}$  越大;  $L_r$  越大,  $D_{loss}$  越大; 负载越大,  $D_{loss}$  越大。

为了扩大软开关实现的范围, 通常可以增大谐振电感值, 但是选择大的谐振电感又会造成占空比丢失严重, 因此在设计谐振电感时需要折中考虑。在保证占空比丢失在能够接受的前提下, 适当增大谐振电感。

## 3 电路主要参数设计

针对 MIC 电路的三种工作模式, 介绍参数设计方法。重点介绍与单输入变换器设计不同之处。

当  $P_o = P_{in1\_ref}$  时, 临界负载电流  $I_{o\_c}$  为

$$I_{o\_c} = \frac{P_{in1\_ref}}{V_o} \quad (11)$$

因此, 当负载电流  $I_o > I_{o\_c}$  时,  $P_o > P_{in1\_ref}$ , 1# 源和 2# 源需要同时向负载供电, 1# 输入源输出功率为  $P_{in1\_ref}$ , 负载不足功率由 2# 输入源提供; 当负载电流  $I_o \leq I_{o\_c}$  时,  $P_o \leq P_{in1\_ref}$ , 2# 源将关闭, 1# 输入源提供全部的负载功率。

### 3.1 占空比与负载电流的关系

由式 (1) 和式 (2) 可得, 当两路输入源同时向负载供电时, 两路占空比的表达式为

$$D_{y1} = k \frac{I_{in1\_ref}}{I_o} \quad (12)$$

$$D_{y2} = \frac{V_0 k - D_{y1} V_{in1}}{V_{in2}} \quad (13)$$

在  $I_{oG} \leq I_o \leq I_{o_c}$  的范围内,  $1^\#$  源单独供电, 在电感电流断续以前,  $D_{y2} = 0$ , 而占空比  $D_{y1}$  不随负载电流的变化而变化, 保持在  $D_{y1_c} = V_0 k / V_{in1}$  不变。

当负载电流  $I_o$  继续减小, 电感电流进入断续工作状态, 若用  $I_{oG}$  表示临界电流连续时的负载电流, 则

$$I_{oG} = \frac{1}{2} \Delta I_{Lf} = \frac{V_{in1} - V_0 k}{2L_f f_s} \quad (14)$$

因此, 在  $I_o < I_{oG}$  的范围内, 电感电流断续, 根据变换器输出电流仍等于电感电流平均值的条件, 可求得占空比在断续区的表达式, 即

$$D_{y1} = \sqrt{\frac{2L_f I_o f_s V_0 k}{(V_{in1} - V_0 k) V_{in1}}} \quad (15)$$

根据式 (15), 可以得到负载电流断续后占空比  $D_{y1}$  随负载电流变化的曲线, 电感电流断续后,  $D_{y1}$  随着负载电流的减小而减小。

由上面的分析可以得到全负载范围内占空比随负载电流变化的曲线, 如图 6 所示。在全负载范围内, 电路工作在 I 和 II 两种模式下。

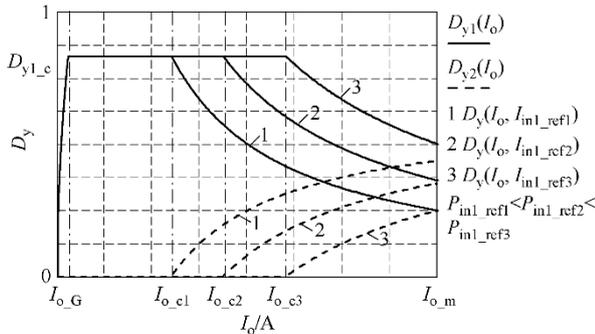


图 6  $D_{y1}$ 、 $D_{y2}$  随负载变化的曲线

Fig.6 Curve of  $D_{y1}$  and  $D_{y2}$  with the load

在工作模式 III 下, 双输入全桥变换器相当于一个单输入全桥变换器, 因此占空比  $D_{y2}$  在电感电流未断续前, 与负载电流无关, 始终为

$D_{y2} = V_0 k / V_{in2}$ 。根据式 (14) 同样可以得到断续点的负载电流进而得到此模式下占空比随负载电流变化的曲线。

### 3.2 高频变压器

为了提高变压器的利用率, 减小开关管的电流, 降低输出整流二极管的反向电压, 变压器原二次匝

比应尽可能的大一些。考虑到移相控制方案存在二次占空比丢失状态, 二次电压  $V_{secmin}$  的表达式为

$$V_{secmin} = \frac{V_0 + V_D + V_{Lf}}{D_{secmax}} \quad (16)$$

式中,  $V_0$  是输出电压;  $V_D$  是输出整流二极管的通态压降;  $V_{Lf}$  是输出滤波电感上的直流压降;

$D_{secmax}$  是二次的最大占空比。

故变压器原二次电压比  $K$  为

$$K = \frac{V_{inmin}}{V_{secmin}} \quad (17)$$

式中,  $V_{inmin}$  应选择两路输入源中输入电压较低的一路, 以保证单路输入源单独工作时仍能输出额定的电压。

### 3.3 谐振电感

#### 3.3.1 谐振电感值的选取

在工程应用中, 一般考虑占空比丢失小于 0.1, 并由此确定谐振电感值。由第 2 节的介绍可知: 在双路源同时工作和单路源单独供电两种情况下, 占空比丢失情况不同, 因此需要在这两种情况下分别计算谐振电感值, 取其中的较小者。

(1) 在双路源同时供电的模式下,  $L_r$  可由式 (4) 近似计算。

$$L_r = \frac{D_{loss} K (V_{in1} + V_{in2}) T_s}{4I_o} \quad (18)$$

式中,  $I_o$  为满载时输出电流。

(2) 在  $1^\#$  源单独供电的模式下,  $L_r$  可由式 (5) 近似计算。

$$L_r = \frac{D_{loss} K V_{in1} (V_{in1} + V_{in2}) T_s}{4I_o (2V_{in1} + V_{in2})} \quad (19)$$

式中,  $I_o = I_{o_c}$  (单路源供电时的负载电流最大值, 见式 (11))。

(3) 在  $2^\#$  源单独供电的模式下,  $L_r$  可由下式近似计算。

$$L_r = \frac{D_{loss} K V_{in2}}{4I_o} \quad (20)$$

式中,  $I_o$  为满载时输出电流。

对比三种情况下  $L_r$  的取值, 取两者之中的较小者。

#### 3.3.2 软开关范围

谐振电感要为滞后桥臂开关管的 ZVS 提供足够的能量, 同样在两种工作模式下进行核算软开关的范围。

(1) 在双路源同时供电的模式下, 为了实现滞后桥臂开关管的 ZVS, 必须满足式(4)。由于开关管使用 MOSFET, 其结电容容量不是一个恒定值, 而是反比于其两端电压的平方根, 在计算中需用代  $4C_{lag}/3$  代替  $C_{lag}$ 。考虑到输出滤波电感电流的脉动量, 得到下式。

$$\frac{1}{2}L_r \left( \frac{I_o + \Delta I_{Lf}/2}{K} \right)^2 = \frac{4}{3}C_{lag} (V_{in1} + V_{in2})^2 \quad (21)$$

(2) 在单路源单独供电的模式下, 为了实现滞后桥臂开关管的 ZVS, 必须满足式(5)。同理, 计算中用  $4C_{lag}/3$  代替  $C_{lag}$ , 并考虑到输出滤波电感电流的脉动量, 得到下式。

$$\frac{1}{2}L_r \left( \frac{I_o + \Delta I_{Lf}/2}{K} \right)^2 = \frac{4}{3}C_{lag} V_{in1}^2 \quad (22)$$

(3) 同理, 在 2# 源单独供电的模式下, 为了实现滞后桥臂开关管的 ZVS, 必须满足下式。

$$\frac{1}{2}L_r \left( \frac{I_o + \Delta I_{Lf}/2}{K} \right)^2 = \frac{4}{3}C_{lag} V_{in2}^2 \quad (23)$$

在三种情况下, 根据计算得到的  $L_r$  的取值以及选取的开关管, 可以得到实现软开关的负载范围。

### 3.4 滤波电感值

由于两个输入电压均高于输出电压, 电感电流脉动最大值出现在两只开关管同时关断时间最长的情况下, 在  $I_o > I_{o_c}$  范围内, 可以得到两只开关管的占空比随负载电流变化的曲线, 当  $P_{in1\_ref}$  较小时,  $D_{y1}$  的取值始终大于  $D_{y2}$ , 则最长的关断时间为  $(1-D_{y1})T_s$ ; 随着  $P_{in1\_ref}$  的增加, 两条曲线出现交点, 这时当两个占空相等时, 电感续流时间最长, 为  $(1-D_{y1})T_s = (1-D_{y2})T_s$ 。因此不论  $P_{in1\_ref}$  为何值时, 电感值的表达式始终为

$$L_f = \frac{V_o(1-D_{y1})}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \quad (24)$$

式中,  $\Delta I_{Lf}$  为电感电流的脉动值。

在工作模式 III 下, 同样采用公式(23)计算电感量。

$$L_f = \frac{V_o(1-D_{y2})}{\Delta I_{Lf} \cdot f_s} \quad (25)$$

比较几种模式下的结果, 选择其中的较大者作为最终选择, 以满足各种模式下电感电流纹波均能小于额定电流的 20% 的要求。

## 4 实验验证

为了验证双输入全桥变换器的工作原理以及开关管的软开关情况, 在实验室制作了一台 800W 的原理样机, 其主要性能参数如下:

1# 源输入电压:  $V_{in1} = 120V$ ;

2# 源输入电压:  $V_{in2} = 90V$ ;

1# 源输入电流参考值:  $I_{in1\_ref} = 3.4A$ , 即  $P_{in1\_ref} = 400W$ ;

输出电压:  $V_o = 48V$ ;

额定功率:  $P_o = 800W$ ;

额定电流:  $I_o = 16.7A$ ;

开关频率:  $f_s = 100kHz$ 。

根据公式(16)和式(17)计算变压器匝比, 其中设输出整流二极管的通态压降为  $V_D = 1.4V$ , 输出滤波电感上的直流压降为  $V_{Lf} = 1V$ , 考虑到移相控制方案存在二次占空比丢失状态, 二次最大占空比为 0.85, 则  $K = 1.51$ 。实际取  $K = 1.5$ 。

在工程应用中, 一般考虑占空比丢失必须小于 0.1, 并由此确定谐振电感值。

(1) 在双路源同时供电的模式下,  $L_r$  可由式(8)近似计算。其中  $I_o = 16.7A$  (满载),  $D_{loss\_max} = 0.1$ , 因此,

$$L_r = \frac{0.1 \times 1.5 \times (120 + 90) \times 10 \times 10^{-6}}{4 \times 16.7} \mu H = 5.16 \mu H。$$

(2) 在 1# 源单独供电的模式下,  $L_r$  可由式(10)近似计算。 $I_o = 8.5A$ ,  $D_{loss\_max} = 0.1$ , 因此

$$L_r = \frac{0.1 \times 1.5 \times 120 \cdot (120 + 90) \times 10 \times 10^{-6}}{4 \times 8.5 \times (2 \times 120 + 90)} \mu H = 3.69 \mu H。$$

(3) 在 2# 源单独供电的模式下,  $L_r$  可由式(8)近似计算。其中  $I_o = 16.7A$  (满载),  $D_{loss\_max} = 0.1$ , 因此,

$$L_r = \frac{0.1 \times 1.5 \times 90 \times 10 \times 10^{-6}}{4 \times 16.7} \mu H = 2.02 \mu H。$$

三者之中取较小者, 即  $2.02 \mu H$ , 并且由于变压器漏感为  $0.4 \mu H$ , 谐振电感取  $1.62 \mu H$  即可。

当  $P_o = P_{in1\_ref}$  时,  $I_{o_c} = 8.5A$ 。临界连续时的占空比  $D_{y1} = 0.6$ , 由式(14)可以求得  $I_{oG} = 2A$ 。从图 6 中可以看出, 两路占空比的变化范围分别为:  $D_{y1} = 0.6 \sim 0.305$ ,  $D_{y2} = 0 \sim 0.393$ 。当两路占空比相等时, 即负载  $I_o = 14.87A$  时, 电感续流的时间段最长, 由式(24)求电感值。式(24), 取  $\Delta I_{Lf} = 20\%$ ,

$I_{Lf} = 3.34\text{A}$ ,  $D_{y1}=D_{y2} = 0.343$ , 因此,  $L_f = 47.21\mu\text{H}$ , 实际取  $48\mu\text{H}$ 。

当  $I_o \leq 8.5\text{A}$  时, 1#源单独工作, 在电感电流断续以前,  $D_{y1} = 0.6$ 。同样由式 (24) 求得  $L_f = 28.7\mu\text{H}$ , 实际取  $29\mu\text{H}$ 。

在工作模式 III 下,  $D_{y2} = 0.4$ , 按照式 (25) 计算,  $L_f = 43.11\mu\text{H}$ , 实际取  $43\mu\text{H}$ 。

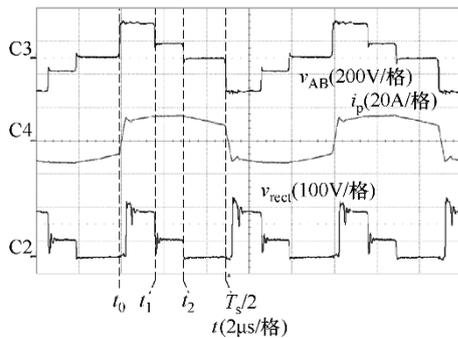
为了在整个负载范围内, 电感电流的脉动均满足小于满载时输出电流的 20% 的要求, 取两者中的较大者作为滤波电感值, 即  $48\mu\text{H}$ 。

在实验室制作了一台 800W 双输入全桥变换器原理样机。

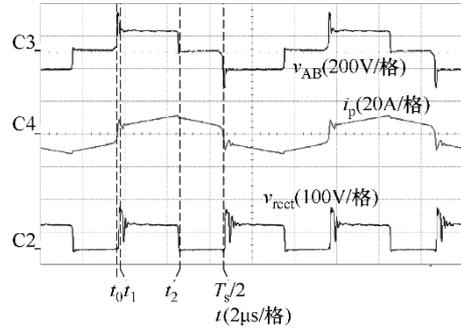
#### 4.1 工作原理的验证

图 7 给出了  $V_{in1} = 120\text{V}$ ,  $V_{in2} = 90\text{V}$  时双输入全桥变换器 AB 间电压、一次电流  $i_p$  和输出整流电压  $v_{rect}$  的实验波形。图 7a 给出了双路输入源同时向负载供电时的实验波形, 由图可见:  $t_0$  至  $t_1$  之间,  $Q_1$ 、 $Q_4$  和  $Q_5$  导通, AB 点间电压  $v_{AB}$  为两路输入电压之和, 一次电流上升;  $t_1$  到  $t_2$  之间,  $Q_1$ 、 $Q_4$  和  $Q_6$  导通,  $v_{AB}$  即为 1#源输入电压, 大于输出电压, 一次电流继续上升;  $t_2$  到  $T_s/2$  之间,  $Q_2$ 、 $Q_4$  和  $Q_6$  导通,  $v_{AB} = 0$ , 一次电流下降。

图 7b 给出了单路源独立供电时的实验波形, 由图可见, 在  $t_0$  时刻之前,  $Q_1$ 、 $Q_3$  和  $Q_5$  导通,  $v_{AB} = 0$ ;



(a) 双路源同时供电时



(b) 单路源独立供电时

图 7 AB 间电压  $v_{AB}$ 、一次电流  $i_p$  和整流电压  $v_{rec}$  的实验波形

Fig.7 Experimental waveforms of  $v_{AB}$ ,  $i_p$  and  $v_{rec}$

在  $t_0$  时刻, 关断  $Q_3$ , 在  $t_0$  至  $t_1$  之间,  $v_{AB}$  为两路输入电压之和, 一次电流上升, 由于四只整流二极管同时导通, 变压器二次绕组电压为零; 在  $t_1$  至  $t_2$  之间,  $Q_1$ 、 $Q_4$  和  $Q_6$  导通,  $v_{AB}$  为 1#源输入电压, 一次电流上升;  $t_2$  到  $T_s/2$  之间,  $Q_2$ 、 $Q_4$  和  $Q_6$  导通,  $v_{AB} = 0$ , 一次电流下降。后半周期与前半周期工作情况相同。此时双输入全桥变换器相当于一个单输入全桥变换器。

#### 4.2 软开关情况的验证

图 8 给出了满载时, 两路源同时工作情况下,  $Q_1$ 、 $Q_3$  和  $Q_5$  的驱动电压  $v_{GS}$ 、漏源电压  $v_{DS}$  和漏极电流  $i_D$  的实验波形。从图 8 中可以看出, 当开关管  $Q_1$ 、 $Q_3$  和  $Q_5$  关断时, 由于结电容的存在, 保证了开关管  $Q_1$ 、 $Q_3$  和  $Q_5$  的零电压关断。当  $Q_1$ 、 $Q_3$  和  $Q_5$  开关管开通前, 其反并联二极管已导通, 将漏、源极电压钳位为零, 因而为 ZVS 开通, 并且  $Q_1$  的电压应力为  $V_{in1}$ ,  $Q_5$  的电压应力为  $V_{in2}$ ,  $Q_3$  的电压应力为  $V_{in1} + V_{in2}$ 。

图 9 给出了 40% 满载时, 1#源单独工作情况下  $Q_1$ 、 $Q_3$  和  $Q_5$  的驱动电压  $v_{GS}$ 、漏源电压  $v_{DS}$  和漏极电流  $i_D$  的实验波形, 从图 9a 和图 9b 可以看出,  $Q_1$  和  $Q_3$  均实现了 ZVS。对于开关管  $Q_5$  来说, 由于将开关管  $Q_5$  比  $Q_3$  晚开通了一小段时间, 在此期间, 一次电流为负值,  $Q_5$  的结电容放电, 电压下降到零, 因此,  $Q_5$  也实现了 ZVS 开通。



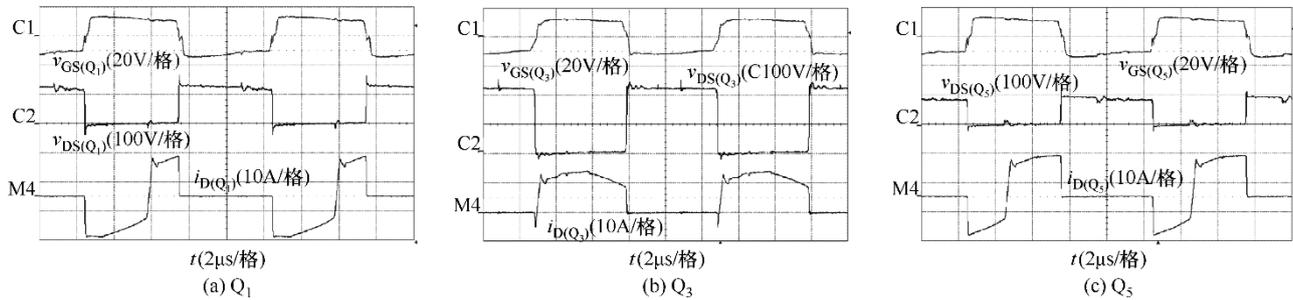


图 8 双源同时供电、满载时各开关管驱动电压  $v_{GS}$ 、漏源电压  $v_{DS}$  和漏极电流  $i_D$  波形

Fig.8 Waveforms of  $v_{GS}$ ,  $v_{DS}$  and  $i_D$  when two sources power the load

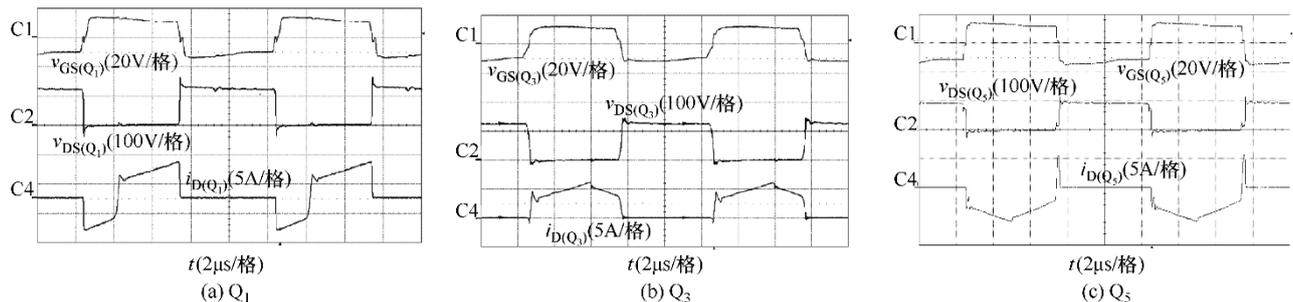


图 9 1#源单独供电、轻载时各开关管驱动电压  $v_{GS}$ 、漏源电压  $v_{DS}$  和漏极电流  $i_D$  波形

Fig. 9 Waveforms of  $v_{GS}$ ,  $v_{DS}$  and  $i_D$  when source 1 powers the load

## 5 结论

采用多输入直流变换器构成新能源联合供电系统是一个结构简单、成本低的新架构。本文针对双输入全桥变换器的参数设计的问题展开了研究工作,在三种工作模式下分别给出了控制方法以及软开关实现条件,并分别给出了参数优化设计方法,实现了所有开关管在所有工作模式下的软开关,提高了变换器的效率和功率密度。最后通过一台原理样机验证了该设计方法的合理性。

需要指出的是,该设计思想可推广至多输入直流变换器,只是由于工作模式的增多,设计将更加复杂,相关内容将在后续的论文中介绍。

### 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, Duan R 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 the IEEE Industry Applications Conference, 2004: 2786-2793.  
[5] Kato N, Kurozumi K, Susuld N, et al. Hybrid power-supply system composed of photovoltaic and fuel-cell systems[C]. Proceedings of the International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2001: 631-635.  
[6] Shater El T F. Power management of PV/fuel cell system[C]. Proceedings of the World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2003: 2389-2392.  
[7] Dachuan Y, Yuvarajan S. Load sharing in a hybrid power system with a PV panel and a PEM fuel-cell[C]. Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2006: 1245-1249.

- [8] Eskander M N, Shatter El T F, Hagry El M T. Energy flow and management of a hybrid wind/PV/fuel cell generation system[C]. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC), 2002: 347-353.
- [9] Sathyan A, Anthony K, Hallaj Al S. Hybrid wind/PV/fuel cell generation system[C]. Proceedings of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2005: 495-500.
- [10] Matsuo H, Lin W Z, Kurokawa F. Characteristics of the multiple-input DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3): 625-631.
- [11] Matsuo H, Kobayashi K, Sekine Y, et al. Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC-DC converter[C]. Proceedings of the IEEE International Telecommunication Energy Conference (INTELEC), 1998: 797-802.
- [12] Dobbs B G, Chapman P L. A multiple-input DC-DC converter topology[J]. IEEE Power Electronics Letter, 2003, 1(1): 6-9.
- [13] Benavides N D, Chapman P L. Power budgeting of a multiple-input Buck-Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1303-1309.
- [14] Benavides N D, ESRAM T, Chapman P L. Ripple correlation control of a multiple-input dc-dc converter[C]. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), 2005: 160-164.
- [15] 李艳, 阮新波, 杨东升, 等. 无缓冲单元的多输入直流变换器电路拓扑 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 73-79.
- Li Yan, Ruan Xinbo, Yang Dongsheng, et al. Multiple-input DC-DC converter without buffer cells[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 73-79.
- [16] 李艳, 阮新波, 杨东升, 等. 带缓冲单元的多输入直流变换器电路拓扑 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(6): 62-68.
- Li Yan, Ruan Xinbo, Yang Dongsheng, et al. Multiple-input DC-DC converter with buffer cells[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(6): 62-68.
- [17] Li Yan, Yang Dongsheng, Ruan Xinbo. A systematic method for generating multiple-input DC/DC converters[C]. Proceedings of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference(VPPC), 2008: 194-197.
- [18] Yang Dongsheng, Ruan Xinbo, Li Yan, et al. Multiple-input full bridge DC-DC converter[C]. Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE), 2009: 2881-2888.
- [19] Li Yan, Ruan Xinbo, Yang Dongsheng, et al. Modeling, analysis and design for hybrid power systems with dual-input DC-DC converter[C]. Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE), 2009: 3203-3210.

---

作者简介:李艳 女, 1977 年生, 博士, 讲师, 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。