

# 带蓄电池负载的热电模块模型研究

李 辉<sup>1</sup> , 王春圣<sup>1</sup> , 艾东兵<sup>2</sup>

(1. 华东交通大学 电气与电子工程学院, 江西 南昌 330013; 2. 深圳市地铁集团有限公司 运营分公司, 广东 深圳 518040)

**摘 要:** 分析了热电模块作为电源、蓄电池作为负载时的直流变流器电路结构和工作原理。针对阻容负载下的模型弊端, 提出了蓄电池负载下电路的新颖分析方法, 为更加快速、准确地追踪最大功率传输点 (MPPT) 提供了技术参考。

**关键词:** 热电模块; 蓄电池负载; 最大功率跟踪

**中图分类号:** TM464

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1671-8410(2011)03-0011-05

## Study on Thermoelectric Module Models with Battery Load

LI Hui<sup>1</sup>, WANG Chun-sheng<sup>1</sup>, AI Dong-bing<sup>2</sup>

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang, Jiangxi 330013, China;

2. Operations Branch, Shenzhen Metro Co., Ltd., Shenzhen, Guangdong 518040, China)

**Abstract:** It analyzes the circuit structure and working principle of DC converter taking thermoelectric module as the power supply and a battery as the load. A new method is proposed to analyze the circuit under battery load in terms of the model deficiency with R&C load, which provides technical references for Maximum Power Point Tracking (MPPT) with great speed and accuracy.

**Key words:** thermoelectric module; battery load; maximum power point tracking

## 0 引言

汽车尾气中存在大量的可回收能源, 然而并没有引起足够的重视。本文从汽车尾气的回收利用出发, 以实现汽车尾气热能向电能的转换为目的, 针对直流变流器的拓扑做了创新性的分析。热电电源变换器由半导体热电发电器件串接电源变换器构成, 变流器采用 Buck 级联 Boost 的结构, 实现输入端电压宽范围变化时的最大功率传输。在绝大多数文献中, 对于充电器做电路分析时, 大多数认为其负载情况为阻容负载, 建立数学模型来分析其稳态特性和动态特性。但是针对蓄电池负载的文献很少, 然而, 针对蓄电池负载在实际中又是广泛存在的。由于蓄电池负载状况和阻容结构时电

路结构存在显著不同, 所以, 对其拓扑的研究具有重要意义。

## 1 阻容负载拓扑模型分析电路的弊端

以 Boost 电路为例, 假设输入端是热电模块的电源 (包含内阻  $R_s$ ), 要实现最大功率传输 MPP, 必须使得电源内阻  $R_s$  和输入电阻  $R_{in}$  相等。但是在这个情况下, 输出端电压  $V_o$  并不一定满足实际的充电状态。也就是说, 我们假设输出蓄电池端电压为 12 V, 考虑到输出端为阻容负载, 输出端电压  $V_o$  可能达不到 12 V 及以上的充电电压。这样无论是在动态分析还是静态分析都是和实际的电路存在较大的差异。

根据周期平均的思想得到的 Boost 电路阻容负载等效电路结构图如图 1 所示。设输入电压为 5 V; 输入内阻  $R_s=1\ \Omega$ ; 输出电阻  $R_o=2\ \Omega$ 。据计算, 在实现最大功率传输时, 应满足  $R_{in}=(1-d)^2 R_o$ , 其中  $d$  为占空比。此时, 计算得出  $d$  为 0.3 左右,  $P_{max}=6.25\ W$ 。

收稿日期: 2011-05-11

作者简介: 李 辉 (1984-), 男, 硕士研究生, 专业方向为电力电子与电力传动。

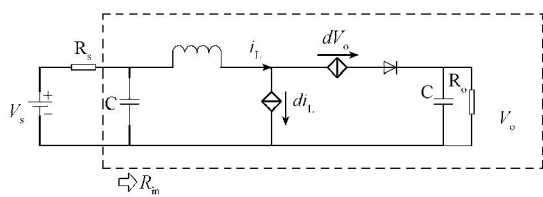


图1 阻容负载拓扑图  
Fig.1 Topological structure with R&C load

Simulink中 $V_o-d$ 曲线的仿真结果如图2所示。可以看出与分析的一致, 占空比为0.3时, 输出电压最大, 同时传输功率达到最大为 $P_{max}$ 。但是, 值得注意的是, 此时的输出电压 $V_o$ 最大值只有3.5V, 并没有达到12V的蓄电池电压。可以想象, 这样的情况在实际电路中又是确实存在的, 但以这样的输出电压根本无法向负载供电。

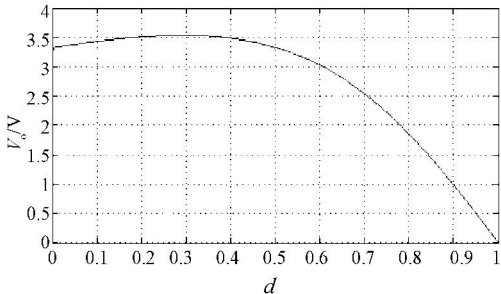


图2  $V_o-d$ 曲线  
Fig.2 Waveforms of  $V_o-d$

但是, 实际的充电电路中, 如果把负载端转换成蓄电池后, 是可以对蓄电池负载进行充电的。

所以, 不难看出, 通过该模型来分析电路, 对实际的充电系统分析是十分不完善的。造成诸多问题, 比如, 建模时, 对参数的设置会出现较大的偏差, 特别是对直接占空比控制的控制模式更为严重。阻容负载时, 表1为几个简单变流电路的输入电阻与输出电阻的关系, 有人根据表1给电路提供一定占空比的脉冲, 结果存在较大误差。

表1 几种直流变流器的输入电阻比较

Tab. 1 Comparison on input resistance of several DC converters

| 电路形式                         | Buck                       | Boost                 | Buck-Boost                         |
|------------------------------|----------------------------|-----------------------|------------------------------------|
| 输入电阻 $R_{in}$<br>(阻容负载时的稳态值) | $R_{in} = \frac{R_o}{d^2}$ | $R_{in} = R_o(1-d)^2$ | $R_{in} = \frac{(1-d)^2 R_o}{d^2}$ |

所以不难看出, 分析蓄电池负载下的电路特性是十分必要的。

2 蓄电池负载下的模型分析

基于周期平均化的思想, 我们对电路进行模型近似。将Boost电路转化为受控源等效模型, 即受控的电

流源代替开关管、受控的电压源代替二极管的工作状态。在Boost电路前端加内阻的等效电路如图3所示, 图中的附加二极管用来防止电流反向流动。

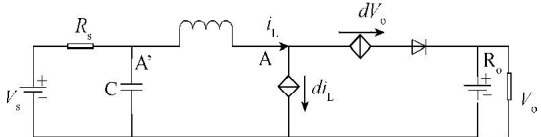


图3 蓄电池负载时结构图  
Fig.3 Topological structure with battery load

从图中可以看出, 只是把负载端的电容替换成蓄电池结构。此时, 系统的结构就和实际的充电模型非常近似。然而分析却和阻容负载情况截然不同。

必须注意到的是负载电阻 $R_o$ 对系统没有任何影响, 因为它的端电压被蓄电池的端电压 $V_o$ 箝位, 可认为功率完全由蓄电池提供, 可以不予考虑。

此时, 并非所有的占空比 $d$ 都可以使得系统工作在充电状态, 它会受到蓄电池的箝位作用的影响。根据图3的拓扑结构, 必须满足 $V_A < V_s$ 时, 才会形成电流 $i_L$ 并在蓄电池的充电侧提供 $(1-d) i_L$ 的充电电流。即:

$$V_A = V_o - dV_s < V_s \tag{1}$$

设系统工作在稳态, 则 $V_A = V_{in}$ , 式(1)整理后, 得到:

$$V_{in} = (1-d)V_o < V_s \tag{2}$$

整理后得到:

$$\left. \begin{aligned} d < 1 - \frac{V_s}{V_o} \text{ 时, } i_d &= 0 \\ d > 1 - \frac{V_s}{V_o} \text{ 时, } i_d &> 0 \end{aligned} \right\} \tag{3}$$

式中:  $i_d$  为充电电流。

电感电流 $i_L$ 和输入端电压 $V_{in}$ 的仿真波形如图4所示。功率-占空比曲线如图5所示。仿真条件为:  $V_s=5V$ ;  $R_s=1\Omega$ ;  $R_o=2\Omega$ ;  $V_o=12V$ 。此时, 充电分割点约为0.58。从图5可以看出, 当占空比大于0.58时, 输入端开始向负载供电。

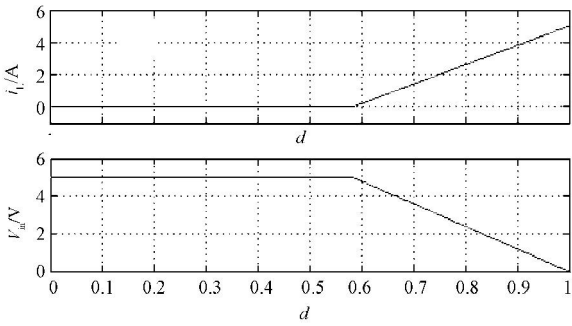
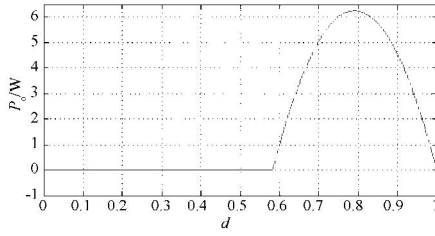


图4  $i_L$  和  $V_{in}$  随占空比的变化  
Fig.4 Variation waveforms of  $i_L$  and  $V_{in}$  as duty ratio varies

图5 输出功率  $P_o$  随占空比的变化Fig.5 Variation waveforms of output power  $P_o$  as duty ratio varies

### 3 $d_m$ 的推导

#### 3.1 Boost 电路分析

为求得最大功率传输时的占空比  $d_m$ ，首先要求出  $R_{in}$  的表达式。根据图3的拓扑结构，得到下列关系式：

$$\left. \begin{aligned} i_L &= \frac{V_{in}}{R_{in}} \\ i_L &= \frac{V_s - (1-d)V_o}{R_s} \\ V_{in} &= V_s \frac{R_{in}}{R_{in} + R_s} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

解得：

$$R_{in} = \frac{R_s V_o (1-d)}{V_s - (1-d)V_o} \quad (5)$$

当  $R_s = R_{in}$  时，达到最大功率传输点MPPT。表面看来，占空比  $d$  与最大功率  $P_{max}$  关系复杂，但实际不然。

设充电电流为  $i_D$ ，当该电流最大时，由于  $P_{max} = i_D \times V_o$ ，那么此时就实现了最大的传输功率  $P_{max}$ 。由此得到：

$$\begin{aligned} i_D &= (1-d)i_L = (1-d) \frac{V_s - (1-d)V_o}{R_s} = \\ &= \frac{1}{R_s} [-V_o d^2 + (2V_o - V_s)d + (V_s - V_o)] \end{aligned} \quad (6)$$

即  $i_D = f(d)$  为一个抛物线函数，则：

$$d_m = \frac{-b}{2a} = \frac{2V_o - V_s}{2V_o} \quad (7)$$

从以上关系可以看出，此时要实现最大传输功率，只要得到  $V_s$  和  $V_o$ ，经过DSP的简单计算便可以使电路工作在最大功率点MPPT，而与  $R_s$  无关。这样便可以节省大量的追踪时间，使系统准确、快速。至于  $V_s$  的得出，需通过间接的方法得到，具体的，可以根据测得的输入电容电压  $V_{in}$  和电感电流  $i_L$  计算得到。

#### 3.2 Buck 电路分析

Buck 电路的分析方法与Boost的分析方法基本一致，Buck电路等效受控源模型，如图6所示。

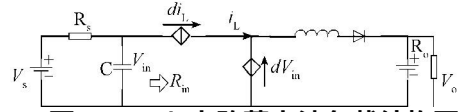


图6 Buck 电路蓄电池负载结构图

Fig.6 Topological structure of battery load for Buck circuit

分析可得：

$$\left. \begin{aligned} R_{in} &= \frac{V_{in}}{di_L} \\ di_L &= \frac{V_s - V_{in}}{R_s} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

从而得到  $R_{in} = \frac{R_s V_o}{V_s d - V_o}$ ，当  $R_{in} = R_s$  时，实现MPPT。即：

$$R_{in} = \frac{R_s V_o}{V_s d - V_o} = R_s \quad (9)$$

得到：

$$d_m = \frac{2V_o}{V_s} \quad (10)$$

由于Buck级联Boost的升降压形式只是Buck和Boost的在结构上的组合，分析和上文一致，所以本文不再赘述。

由此，可知，无论是Boost还是Buck，或是Buck级联Boost的形式的升降压结构，它们在实现最大功率传输的时候，占空比  $d_m$  都仅与  $V_o$  和  $V_s$  有关。因此，可以为控制提供很大方便。

### 4 最大功率分割点

实际的电路中，采用的是Buck级联Boost电路的结构。原因在于，单独的Buck或者Boost电路在输入端变化范围很宽时，可能无法找到最大功率点，但是Buck和Boost级联的结构能够满足输出端电压宽范围变化的要求。所以，可以根据输入电压  $V_s$  和输出电压  $V_o$  的情况来判断电路究竟是工作在Buck模式还是Boost模式。综合以上分析得到：

$$\left. \begin{aligned} d_m &= \frac{2V_o - V_s}{2V_o} \quad (\text{Boost时}) \\ d_m &= \frac{2V_o}{V_s} \quad (\text{Buck时}) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

由于，占空比的范围为  $(0, 1)$ ，所以  $d_m$  在  $(0, 1)$  范围变化，式 (11) 必须满足式 (12)：

$$\left. \begin{aligned} d_m &= \frac{2V_o - V_s}{2V_o} > 0 \quad (\text{Boost时}) \\ d_m &= \frac{2V_o}{V_s} < 1 \quad (\text{Buck时}) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

所以不难看出：当  $V_s > 2V_o$  时，系统工作在Buck模式，最大功率点MPPT在Buck电路中；当  $V_s < 2V_o$  时，系统工作在Boost模式，最大功率点MPPT在Boost电路中。

可见, Buck级联Boost的结构可以实现当电路在  $V_s$  和  $V_o$  变化时, 自由转换工作电路模式 (Buck或者Boost), 使得电路准确追踪到最大功率点。

5 相关仿真曲线

(1) 当  $V_s > 2V_o$  时, 最大功率点在Buck电路中, 同等条件下, 功率—占空比的曲线分别如图7、图8所示。

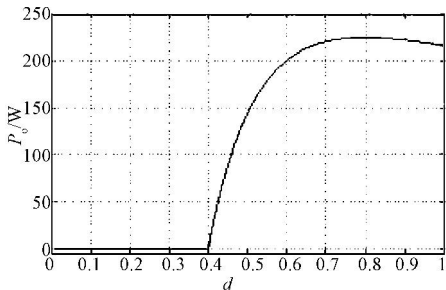


图7 Buck 电路的  $P_o - d$  曲线  
Fig.7 Waveforms of  $P_o - d$  in Buck

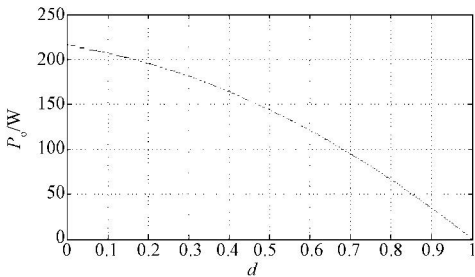


图8 Boost 电路的  $P_o - d$  曲线  
Fig.8 Waveforms of  $P_o - d$  in Boost

(2) 当  $V_o < V_s < 2V_o$  时, 最大功率点在Boost电路中, 同等条件下, 输出功率—占空比的曲线分别如图9、图10所示。

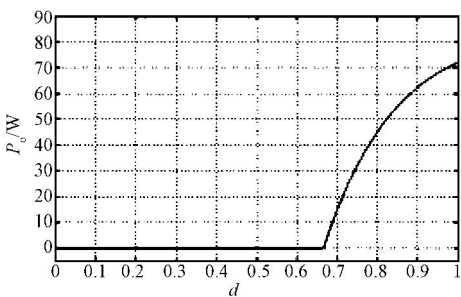


图9 Buck 电路的  $P_o - d$  曲线  
Fig.9 Waveforms of  $P_o - d$  in Buck

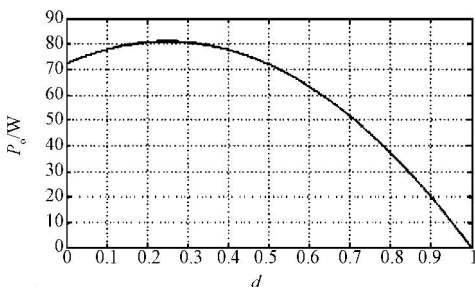


图10 Boost 电路的  $P_o - d$  曲线  
Fig.10 Waveforms of  $P_o - d$  in Boost

(3) 当  $V_s < V_o$  时, 最大功率点在Boost电路中, 同等条件下, 输出功率—占空比的曲线分别如图11、图12所示。

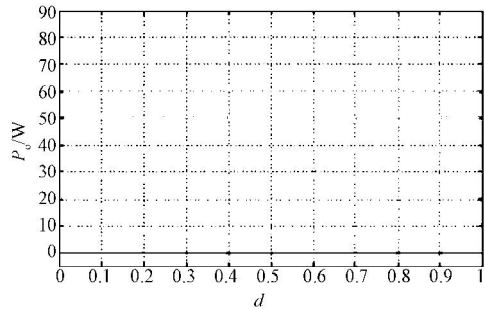


图11 Buck 电路的  $P_o - d$  曲线  
Fig.11 Waveforms of  $P_o - d$  in Buck

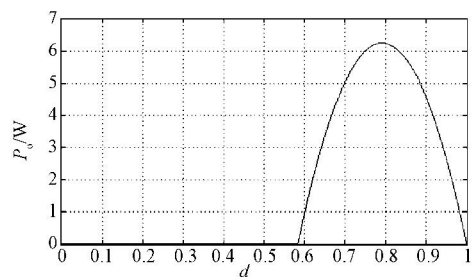


图12 Boost 电路的  $P_o - d$  曲线  
Fig.12 Waveforms of  $P_o - d$  in Boost

综合以上波形可以看出,  $2V_o$  为确定电路工作模式的分割点, 而且两个模式在切换时, 由于热电模块中输入端热源变化缓慢, 热阻很大,  $V_s$  变化缓慢, 所以可以认为其变化过程是连续的。

占空比为0.4时, Boost和Buck电路的模型和实际电路的输出功率对比图分别如图13、图14所示。结果显示, 模型和实际电路的功率曲线是十分接近的。

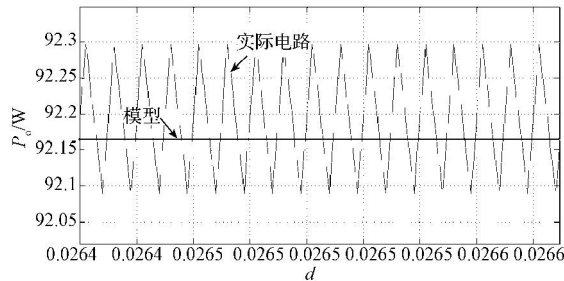


图13 B00ST 电路  $P_o$  对比图  
Fig.13 Contrast diagram of  $P_o$  in Boost

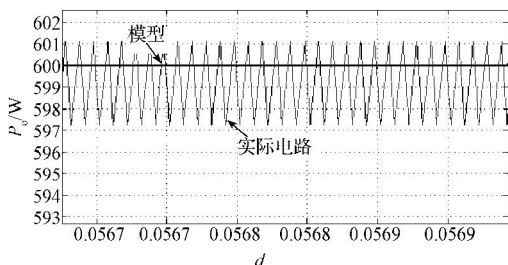


图14 Buck 电路对比图  
Fig.14 Contrast diagram of  $P_o$  in Buck

6 MPPT 工作模式

主电路结构选择Buck级联Boost的结构，见图15，这样可以满足输出端电压在宽范围变化时，输出端仍然获得最大功率。开关管S1和S2控制电路在Buck和Boost电路模式间相互转换。

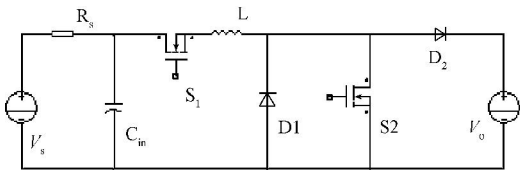


图 15 主电路拓扑结构  
Fig.15 Topological structure of the main circuit

综合以上分析，在Buck下，随着 $V_s$ 的减小，实现最大功率传输的占空比 $d_m$ 上升；当 $V_s$ 下降到等于 $2V_o$ 时，平滑达到1，进入Boost电路模式，Boost电路的占空比 $d_m$ 从0开始上升，Buck和Boost之间的工作模式转换见图16。

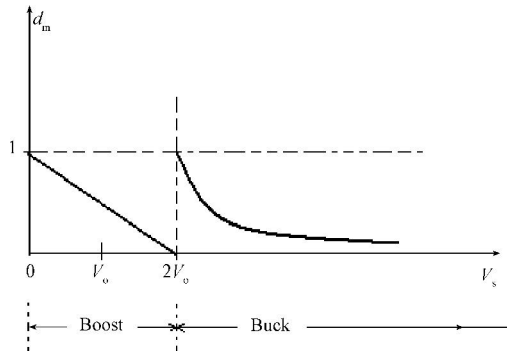


图 16 Buck 和 Boost 之间的工作模式转换  
Fig. 16 Working mode conversion between Buck and Boost

建立MPPT模型的仿真波形如图17所示，仿真条件为： $R_{in}=1\ \Omega$ ； $V_o=12\ \text{V}$ ； $V_s=0\sim 40\ \text{V}$ 且为正弦变化。

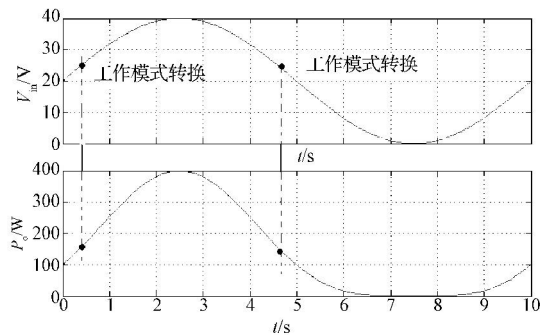


图 17 输入电压宽范围变化时的模式转换  
Fig. 17 Working mode conversion as the input voltage varies in a wide range

从图中可以看出，在输入电压为 $(0, 40\ \text{V})$ 变化时，电路的工作模式发生了转变，但是，并没有造成冲击，而是平滑缓慢的过渡。从图很难看出中间发生了电路从Boost电路向Buck电路的转化。仿真结果表明，分析是正确的。

7 结语

通过对蓄电池负载时的电路进行工作情况分析，得到了最大功率传输时的占空比 $d_m$ 。分析了在输出端电压宽范围变化时，假设采用单一的Boost电路或者Buck电路不能在整个范围内实现最大功率传输。但是Buck级联Boost的结构可以满足这一要求，而且当DSP提供触发脉冲控制该结构的两个开关管时，在热电模块变化缓慢的情况下，能够实现两种工作状态（Buck和Boost）之间的平滑过渡。该研究对快速搜索最大功率传输时的占空比，实现最大功率传输提供了技术参考。

参考文献：

[1] Hebertt Sira-Ramirez, Mauricio Garcia-Esteban, Rafael A Perez-Moreno. Design of pulse width modulation controllers for s tabilization and tracking in derived DC-to-DC power converters [J]. INT.J.Control,1996,64(2):301-318.

[2] Takashi Nabershima, Koosuke Harada. Large-signal transient response of switching regulators [J]. IEEE Trans. on AES, 1982, 18(5):545-551.

[3] Tse K K, Chung H S. Decoupled technique for the simulation of PWM switching regulators using second-order-output extrapolations [J]. IEEE Trans. on PE, 1998,13(2): 222-234.

[4] 陈艳峰,丘水生,伍言真. PWM 开关功率变换器闭环系统平衡点稳定性分析[J]. 电路与系统学报,2000,5(1):60-63.

.....

(上接第10页)

参考文献：

[1] 潘天明. 现代感应加热装置[M]. 北京：冶金工业出版社,1996.

[2] 陈东华,谢少军. 电流型控制半桥逆变器研究(II):直流电容电压偏差前馈控制技术[J]. 电工技术学报,2004,19(6):69-73.

[3] 毛鸿,侯振程,吴昕. 半桥型IGBT移相调功感应加热电源[J]. 工业加热,1997(1):25-29.

[4] 张晓丽. 并联型逆变器定角控制的研究[D]. 保定：华北电力大学,2003.

[5] 齐海润,彭咏龙,李亚斌. 串联型逆变器锁相控制技术的研 究[J]. 通信电源技术,2010,27(6):16-18.