

文章编号:1005-0523(2014)01-0108-06

三相交错式热电变流器研究

袁义生,黎益朝

(华东交通大学电气与电子工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:研究了一种以热电发电器件为输入源的变流装置。变流器为三相交错控制 Buck 级联 Boost 电路结构。根据输入输出电压的变化,变流器可以工作在 Buck 电路模式或者 Boost 电路模式。根据负载蓄电池状况,变流器有最大功率跟踪和功率匹配两种控制模式。分析了三相交错控制技术对输出纹波电流的影响。设计了变流器的控制环。对实验室样机的测试表明,变流器能在 Buck 和 Boost 模式之间,以及最大功率跟踪模式和功率匹配模式之间平滑切换。

关键词:直流变换器;热电发电器件;最大功率跟踪;功率匹配;交错技术

中图分类号: TM46

文献标志码: A

在热电厂,钢铁冶炼和汽车等行业和装置中,大量的热能白白释放而得不到利用或者回收。以汽车为例,传统汽车燃料产生的能量只有约 35% 转换成机械能作为汽车动力,另外 30% 多以排气方式损耗掉了,还有 30% 在引擎冷却过程中被损耗^[1]。可见,被浪费的热能的比例是如此高,在能源需求膨胀的今天,将这些废热转换回收就显得非常有意义了。

热电转换回收先要使用热电发电器件(thermoelectric generator, TEG) 将热转换成电,再经变流器转换后给电池回收并给负载供电。热电发电器件通常为扁平形状,一面紧贴热源,另一面为冷端散热,两面的温差在 Seebeck 效应下产生电压输出。因为温差波动大,TEG 的输出电压范围也很宽,所以后级变流器需要能适应宽范围输入,且必须是高效率拓扑。这样,采用非隔离的直流变换器变成了首选,尤其是可

升降压型变流器^[2]。另外,TEG 模块具有内阻功耗,其有效输出电功率也与后级变流器的等效输入电阻相关。所以,后级变流器应根据需要做好输入功率控制。

目前,国外在热电回收方面的研究和应用领先于我国。美国能源部有支持汽车尾气废热回收以逐步替代发电机的计划^[3],宝马公司已经将热电回收装置应用在其概念汽车上^[4]。J S Lai 等也研究了热电变流器拓扑和控制技术^[5-6]。

本文研究了三相交错式 Buck-Boost 级联型电路,分析了其在热电领域应用中的电路模式和控制模式切换问题。提出了相应的控制方案。最后设计了实验装置,验证了电路。

1 装置原理

1.1 装置结构

主电路结构如图 1 所示,由 TEG 模块,3 个交错并联 Buck-Boost 电路以及蓄电池及其负载构成。TEG 模块^[7]用一个受控电压源 U_T 串联内阻 R_m 来等效。 U_T 可以表示为

$$U_T = \alpha \Delta T \quad (1)$$

式中: α 是 Seebeck 系数; ΔT 是热端温度与冷端温度之差。根据文[8]中的分析, U_T 在热源或负载阶跃变化下响应时间常数远远大于变流器的控制时间常数。所以,在分析后级变流器动态特性时可以将其当成

收稿日期:2013-07-15

基金项目:国家自然科学基金项目(51067004);江西省教育厅科技项目(GJJ12293)

作者简介:袁义生(1974—),男,副教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动。

一个常数来处理。

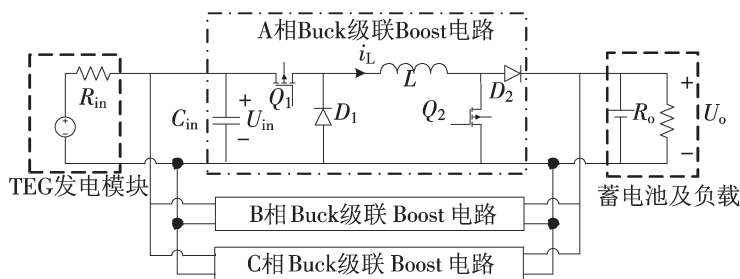


图1 热电装置主电路

Fig.1 Thermoelectric device main circuit

此处的蓄电池采用在汽车系统中常用12 V的铅酸蓄电池, R_o 为等效负载。中间的三相交错并联Buck-Boost级联型电路承担电压转换和功率调节的作用,包含不同的工作模式。

1.2 Buck-Boost级联型电路工作模式

该电路的工作模式涉及到功率控制及电路模式两方面的问题。

在功率控制方面。TEG模块含内阻 R_{in} ;且温差波动时, U_T 随之变化,当 U_{in} 等于 U_T 的一半时,输入功率最大。而蓄电池及其负载也会随电池充放电状态和负载变化产生不同的功率需求变化。所以,作为中间级的变流器必须能够调整TEG模块的输出功率以满足蓄电池及其负载的需求,这就存在两种控制模式:

1) 最大功率跟踪(MPPT)控制模式。当TEG模块输入功率曲线峰值点 P_{in_max} 小于电池及负载需求功率 P_o 时,变流器要做最大功率跟踪控制,让TEG模块能输入最大功率 P_{in_max} 。此时,在输出侧,如果 P_{in_max} 大于负载功率,则蓄电池仍然被充电;否则蓄电池也给负载放电。

2) 功率匹配(PM)控制模式。当TEG模块输入功率曲线峰值点 P_{in_max} 大于电池和负载需求功率 P_o 时,变流器要工作在PM控制模式,以调整其输入功率 P_{in} 等于电池和负载需求功率 P_o ,本质上就是要降低对电池的充电电流。

电路模式方面。当变流器在做MPPT或者PM控制时,输入电压 U_{in} 不断被调整, U_{in} 可能小于或者大于输出电压 U_o 的值。所以,电路需要根据两者的大小,在Buck或者Boost模式下切换工作。

1) Buck模式。当 U_{in} 大于 U_o 时执行, Q_1 做PWM动作, Q_2 始终关断。

2) Boost模式。当 U_{in} 小于 U_o 时执行, Q_1 始终导通, Q_2 做PWM动作。

该电路也可以工作在纯粹的Buck-Boost模式,即 Q_1 和 Q_2 同步做PWM动作。但因为这种模式效率低(两个开关管同时动作),以及输入输出电流都断续的缺点,所以不宜采用。

1.3 三相交错并联技术

3个Buck-Boost级联电路采用交错并联技术,即三相电路的PWM脉冲相差 120° ,以减小输入输出侧的纹波电流,尤其是输出电流纹波。

图2所示为Buck电路模式下三相电路驱动及电感电流波形。图中 u_{ga} , u_{gb} , u_{gc} 分别为A,B,C三相开关管驱动脉冲, i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} 分别为A,B,C三相电感电流。从 $0 \sim t_s$ 是一个开关周期,但输入电流 i_o 的纹波频率是电感电流频率的3倍,所以以下仅分析 $0 \sim t_2$ 期间的 i_o 纹波。

1) 第1阶段($0 \sim t_0$),此阶段电路方程如下:

$$\left. \begin{aligned} L_a \frac{di_{La}}{dt} &= U_{in} - U_o = U_{in}(1-D) \\ L_b \frac{di_{Lb}}{dt} &= L_c \frac{di_{Lc}}{dt} = -U_o = -U_{in}D \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

由式(2)可得三相电路的电流纹波分别为

$$\Delta i_a = \frac{U_{in}(1-D)D}{Lf} \quad \Delta i_b = \Delta i_c = -\frac{U_{in}D^2}{Lf} \quad (3)$$

由式(3)可得输出电流纹波为

$$\Delta i_o = \Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c = \frac{U_{in}D(1-3D)}{Lf} \quad (4)$$

2) 第2阶段($t_0 \sim t_1$), 此阶段电路方程如下:

$$L_a \frac{di_{La}}{dt} = L_b \frac{di_{Lb}}{dt} = L_c \frac{di_{Lc}}{dt} = -U_0 = -U_{in}D \quad (5)$$

由式(5)可得三相电路的电流纹波分别为

$$\Delta i_a = \Delta i_b = \Delta i_c = -\frac{U_{in}D(\frac{1}{3}-D)}{Lf} \quad (6)$$

由式(6)可得输出电流纹波为

$$\Delta i_o = \Delta i_a + \Delta i_b + \Delta i_c = -\frac{U_{in}D(1-3D)}{Lf} \quad (7)$$

当占空比 $\frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3}$ 和 $\frac{2}{3} < D \leq 1$ 时, 分析方法

和以上完全类似。此处不再赘述。由以上分析可得到输出电流纹波的表达式:

$$\left. \begin{aligned} |\Delta i_o| &= \frac{U_{in}D(1-3D)}{Lf} & 0 \leq D \leq \frac{1}{3} \\ |\Delta i_o| &= \frac{U_{in}D(2-3D)}{Lf} & \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3} \\ |\Delta i_o| &= \frac{U_{in}D(3-3D)}{Lf} & \frac{2}{3} < D \leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

利用上式可得到 Buck 电路模式下三相电路输出电流纹波与占空比的关系, 不同占空比下的输出电流纹波均减小, 且当占空比等于 $1/3, 2/3, 1$ 时, 输出电流纹波为 0。

同理分析得到 Boost 电路模式下三相电路的输出电流纹波的表达式为

$$\left. \begin{aligned} |\Delta i_o| &= \frac{U_{in}D}{Lf} \left(\frac{1-3D}{1-D} \right) & 0 \leq D \leq \frac{1}{3} \\ |\Delta i_o| &= \frac{U_{in}D}{Lf} \left(\frac{2-3D}{1-D} \right) & \frac{1}{3} < D \leq \frac{2}{3} \\ |\Delta i_o| &= \frac{U_{in}D}{Lf} \left(\frac{3-3D}{1-D} \right) & \frac{2}{3} < D < 1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

2 控制方案

设计了一个实验装置。用一个 20 V 直流电压源串联 2 Ω 电阻来模拟热电发电器件。负载为 12 V 铅酸蓄电池和电阻负载。中间变流器采用采用 DSP 控制, 开关频率 20 kHz; 电感量为 980 μ H, 输入电容 470 μ F。

变流器控制框图如图 3 所示。虚线框内为主电路内部模型, 此处为 Boost 模式下模型。虚线框外为控制环, 包括 3 个环节。最外面的功率控制环, 即 MPPT&PM 环; 中间的电流调节环; 最里面的电路切换及脉冲分配环。

1) 功率控制环。该环节的输入是输入电压 U_{in} , 三相电感电流之和 Σi_L 和电池电压 U_o 的采样值, 经最大功率跟踪控制或者功率匹配控制算法后, 输出电感电流指令 i_L 。 U_o 与电池最大允许充电电压 U_{o_max} 比较, 当 U_o 小于 U_{o_max} 时, 进行最大功率跟踪控制; 当 U_o 大于 U_{o_max} 时, 做功率匹配控制, 将 U_o 调整到 U_{o_max} 。 U_{in} 和 i_L 的乘积用来计算出各开关周期输入功率, 此处采用变步长的扰动观察法, 扰动量为电感电流 i_L 。

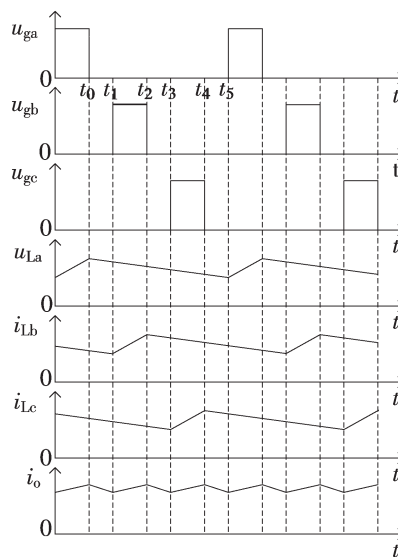


图2 Buck 电路模式下驱动及电流波形

Fig.2 Buck circuit mode driver and current waveforms

当做最大功率跟踪控制时,对电感电流指令值施加使输入功率逐拍增加的扰动量 Δi_L ;当做功率匹配控制时,对电感电流指令值施加使 U_o 逐拍下降的扰动量 Δi_L 。因为装置含3个并联电路,电感电流指令值 i_L^* 被分解成每个单个电路的电流指令 $i_L^*/3$ 。

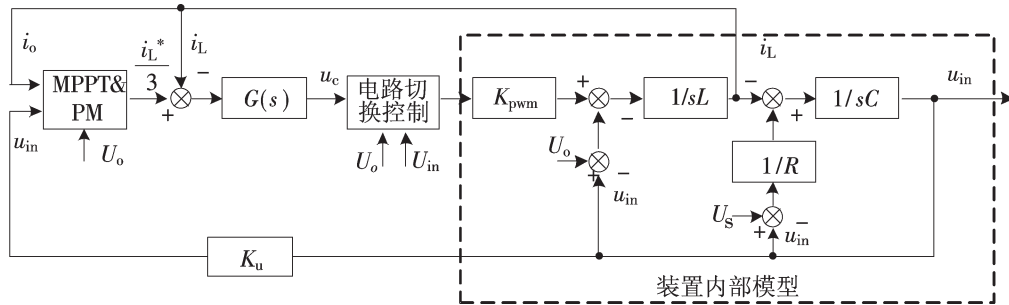


图3 装置控制图

Fig.3 Device control block diagram

2) 电流调节环。电流控制环用来控制电感电流跟踪功率控制环产生的指令电流值。将图3中的调节器 $G(s)$ 设计成如下形式:

$$G(s) = \frac{k(s+z)}{s(s+p)} \quad (10)$$

其中: k 为该控制器的比例系数; p 为极点值; z 为零点值。得到电流环的开环传递函数为

$$G_o(s) = \frac{k}{L} \frac{s+z}{s^2(s+p)} k_{pwm} \quad (11)$$

在控制电路中,一般将极点位置放于开关频率的1/2处以上。但数字控制由于离散化后频率特性和时域传递函数相比存在很大误差。将电流环的极点加大会消除这种影响,这里将电流环极点设置在10 K。将电流环零点设置在1 K。为了使电流环有较好性能,电流环的带宽设计在2 kHz左右。得电流环控制器的开环传递函数为

$$G_o(s) = \frac{7.19 \times 10^8 (s + 6281)}{s^2 (s + 62810)} \quad (12)$$

设计的电流环带宽为2 kHz,相位裕度为52.1°,能很好地满足系统快速性与稳定性的要求。

本文电感量设计为980 uH。 K_{pwm} 系数等于 U_o (设定电池电压)除以DSP中设置的周期寄存器TP值(3 750)。根据式(4)推导得到调节器 $G(s)$ 为

$$G(s) = \frac{1.99 \times 10^8 (s + 6281)}{s(s + 62810)} \quad (13)$$

将上式离散化后即可得到Boost模式下数字控制的控制参数。而Buck模式下的调节器与Boost模式的公式(13)一样,仅系数 k 不同。

3) 电路切换控制。最内环做电路切换控制,及PWM脉冲分配。其输入包括电流环计算得到的控制量 u_c ,采样的输入电压 U_{in} 和输出电压 U_o 。当输入电压大于输出电压时,电路工作在Buck模式,控制量 u_c 送给 Q_1 的比较寄存器,而 Q_2 的比较寄存器置零;当输入电压小于输出电压时,电路工作在Boost模式,控制量 u_c 送给 Q_2 的比较寄存器,而 Q_1 的比较寄存器置为周期寄存器的TP值。

以 U_{in} 初始电压为 U_T 的开路电压为例,此时输入电压通常大于输出电压,所以电路先工作在Buck模式,并按照电流扰动逐渐增加电流,在输入功率增加的同时输入电压 U_{in} 下降。如果 U_{in} 下降到小于 U_o 时,电路仍然未达到最大功率跟踪或者功率匹配的稳态点,则电路要开始切换到Boost模式。但从Buck模式切换到Boost模式时,电路不易平滑切换。因为在切换前瞬间, u_c 值一般接近与TP值,且 U_{in} 略大于 U_o 。一

且切到 Boost 模式, Q_2 将接近于满占空比导通, 此时电感电流 i_L 迅速上升, 且由于 U_{in} 略大于 U_o , 电流的上升将表现为不可控。要解决这个问题, 在从 Buck 切换到 Boost 时, 前一周计算得到的 u_c 不能被赋给 Q_2 的比较寄存器, 而应该先给 Q_2 比较寄存器赋一个比较小的值, 并缓慢增加, 待 Boost 顺利实现软启动, 输入电压降低到小于输出电压一定值后, 再将闭环计算得到的 u_c 赋给 Q_2 的比较寄存器

4 实验验证

实验条件见第3部分。 L_a, L_b, L_c 电感量均为 980 μH , 输入电容 470 μF , 开关管均选用 IRF3710。图 4 是占空比为 0.33 时三相交错并联 Boost 电路脉冲及电流波形。可见此时输出电流纹波基本为零, 与前面推导相吻合。

图 5 和图 6 给出了 MPPT-PM 模式转换测试的实验波形图。图 5 为输入电压以及 A, B, C 三相电感电流波形; 图 6 为电池电压波形以及 A, B, C 三相电感电流波形。开始时电路带载在最大功率点跟踪模式下运行, 理论上的最大功率点计算在 A, B, C 三相电流都为 6 A 时为 180 W。电路工作在最大功率点后卸载, A, B, C 三相电感电流逐步减少, 工作模式转变为功率匹配模式, 此时功率减小为 150 W。

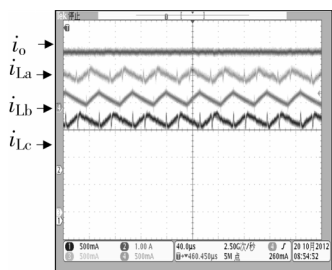


图 4 三相电流波形

Fig.4 Three phase PWM waveforms

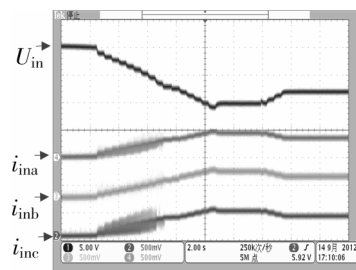


图 5 MPPT-PM 模式转换测试输入电压实验波形

Fig.5 Input voltage experimental waveforms in MPPT-PM mode conversion testing

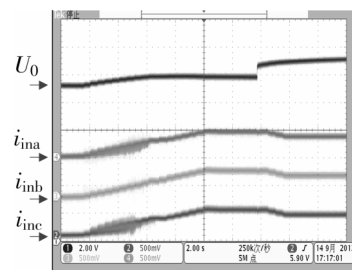


图 6 MPPT-PM 模式转换测试输出电压实验波形

Fig.6 Output voltage experimental waveforms in MPPT-PM mode conversion testing

图 7 和图 8 给出了 PM-MPPT 模式转换测试的实验波形图: 图 7 为输入电压以及 A, B, C 三相电感电流波形。图 8 为电池电压波形以及 A, B, C 三相电感电流波形。开始时电路带载在功率匹配模式下运行, 此时功率为 150 W。电路工作在最大功率点后加载, A, B, C 三相电感电流逐步增大, 工作模式转变为最大功率点跟踪模式, 理论上的最大功率点为 180 W。

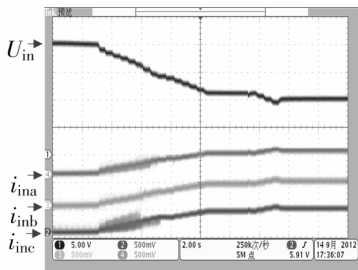


图 7 PM-MPPT 模式转换测试输入电压实验波形

Fig.7 Input voltage experimental waveforms in PM-MPPT mode conversion testing

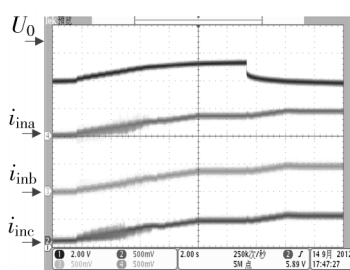


图 8 PM-MPPT 模式转换测试输出电压实验波形

Fig.8 Output voltage experimental waveforms in PM-MPPT mode conversion testing

5 结论

研究了一种热电充电装置, 由三相交错并联 Buck 级联 Boost 电路采用全数字化控制, 采用电流环 PI 调节器对 Buck 级联 Boost 电路进行精确控制, 总结了三相交错并联技术减小电流纹波的原理, 并通过实验验证了分析的正确性。装置采用 DSP 全数字控制实现对电路的最大功率跟踪和功率匹配控制, 并可在这两

种模式下进行无缝式切换。最后通过实验来验证控制策略的可行性与优越性。

参考文献:

- [1] YANG JIHUI. Potential applications of thermoelectric waste heat recovery in the automotive industry[C]//2005 International Conference on Thermoelectronics, USA: Clemson University, 2005: 155-159.
- [2] 袁义生,李辉. 一种热电充电装置的模型和控制参数设计[J]. 电力电子技术, 2012, 46(3): 49-51.
- [3] YANG JIHUI. Development of thermoelectric technology for automotive waste heat recovery[C]//Vehicle Technologies Annual Merit Review, USA: Department of Energy of USA, 2008: 125-170.
- [4] JOHN FAIRBANKS. Thermoelectric applications in vehicles status 2008[R]. U S Department of Energy, 2009.
- [5] SIMON LINEYKIN, SAM BENYAAKOV. Modeling and analysis of thermoelectric modules[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2007, 43(2): 505-512.
- [6] RAE YOUNG KIM, JIHSHEG LAI. A seamless mode transfer maximum power point tracking controller for thermoelectric generator applications[J]. IEEE trans on Power Electronics, 2008, 23(5): 2310-2317.
- [7] 宋瑞银,李伟,杨灿军,刘宜胜. 微小型热电发电机建模及优化设计研究[J]. 太阳能学报, 2006, 27(6): 554-558.
- [8] 袁义生,熊晶. 热电发电装置的动态模型及分析[J], 电工电能新技术, 2012, 31(2): 35-38.
- [9] 伍群芳,赖建英,刁心宏. 基于STM32的土壤含水量传感器阻抗测量仪的研制[J]. 华东交通大学学报, 2013, 31(2): 52-57.

Research on Three-phase Interleaved Thermoelectric Converters

Yuan Yisheng, Li Yizhao

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: This paper discusses the converter sourced by thermoelectric generators, which is a kind of three-phase interleaved buck cascaded boost converters. According to voltage changes of input source and output source, the converter can operate in either buck mode or boost mode. Based on battery status, the converter has maximum power tracing (MPPT) mode and power match (PM) mode. The effect of three-phase interleave technique on output ripple current is then analyzed, and the controller of the converter is thus designed. The testing results show that it can transfer smoothly between buck mode and boost mode, and between MPPT mode and PM mode.

Key words: converter; thermoelectric generator; MPPT; PM; interleave technique.