*LLC*谐振变换器并联均流技术的研究

随着开关器件的不断发展，开关电源逐渐向高频、大功率的方向发展，而采用并联均流技术的模块化电源，可以提高系统的功率密度和可靠性，同时降低成本。*LLC*谐振变换器由于其高效率、高功率密度而得到广泛应用。UCD3138是一款新型的数字电源控制器，并且其内部集成有硬件均流模块，所以可以极大提高系统的效率和可靠性。设计了两个相同的12 V/300 W的*LLC*谐振变换器实验样机，采用民主均流法进行控制，实验结果也验证了数字控制的可行性和有效性。

魏　斌　李祖勇　郭潇潇　潘　钢/西南交通大学电气工程学院

魏　斌/硕士研究生

关键词/Keywords

并联均流·

模块化电源·

LLC谐振变换器·

数字电源控制器·

0　引言

近年来，随着电力电子器件的不断发展，功率变换器也逐渐向高频化的方向发展，这在很大程度上提高了系统的功率密度[1]。而随着电源设备容量的增大，如果采用单模块的设备，一方面会增大系统的体积和重量，另一方面也会使得系统的可靠性降低。而比较可行的办法就是采用多模块并联的设备[2]去代替大容量的单模块电源设备，这样采用冗余的方法可以很大程度上提高系统的可靠性[3]。此时多模块的并联均流就成为一个考验。数字控制一直是现在乃至未来的研究趋势，可以有效降低硬件控制电路的复杂性，缩短设计周期，并且很容易实现模块化管理，所以可以极大地提高系统的可靠性。*LLC*谐振变换器因其具有高频化、高效率和高功率密度而得到了广泛应用，所以本文以*LLC*谐振变换器为主要拓扑，采用TI公司新推出的UCD3138作为数字控制器，利用其内部集成的硬件均流外设，采用民主均流法实现多模块的并联均流控制。最终，本文设计了两个相同的12 V/300 W的*LLC*谐振变换器原型样机进行实验，实验结果也验证了UCD3138实现多模块并联均流的可行性和有效性。

1　均流的概念

单模块的主电路结构采用*LLC*半桥谐振变换器，如图1所示[4-5]，其中开关管Q_1和Q_2的结构细节图如图2所示，可见开关管有三个极，分别为栅极（G）、漏极

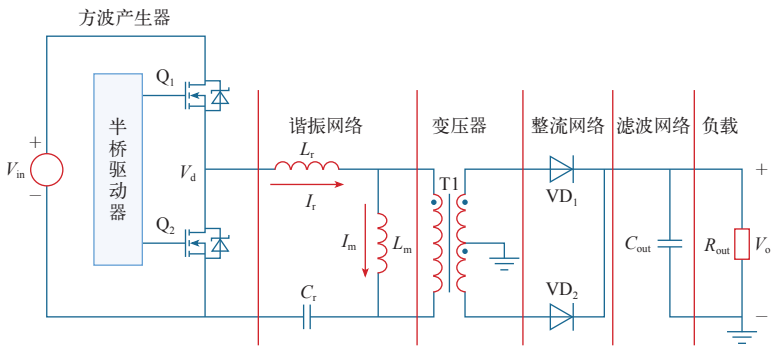


图1　半桥LLC谐振变换器

中央高校基本科研业务费专项资金资助（A0920502051516－6）。

（D）和源极（S），其中驱动电压用V_{GS}表示，开关管的寄生电容用C_{ds}表示。

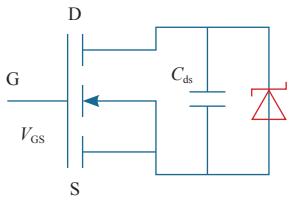


图2　开关管的结构细节图

文献[4]可以看出*LLC*谐振变换器存在两个谐振频率，一个由L_r和C_r决定（$f_r=1/2\pi\sqrt{L_rC_r}$），另一个由谐振电感L_r加上L_m和C_r决定（$f_p=1/2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}$）。所以*LLC*的工作区域主要划分为容性区域（$f_s<f_p$）和感性区域（$f_s>f_p$）两个区域，而感性区域又可细分为下谐振（$f_p<f_s<f_r$）、谐振点（$f_s=f_r$）和上谐振（$f_s>f_r$）三个区域，如图3所示。

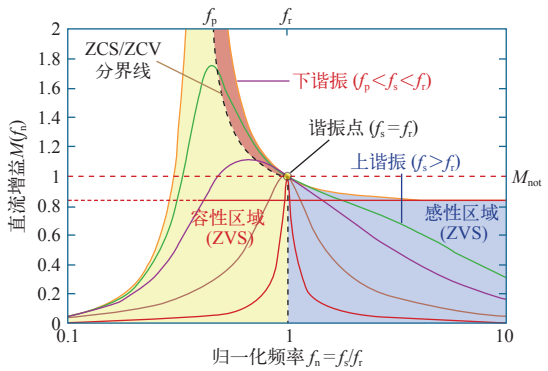


图3　*LLC*谐振变换器工作区域划分

其中容性和感性区域的波形比较如图4所示。

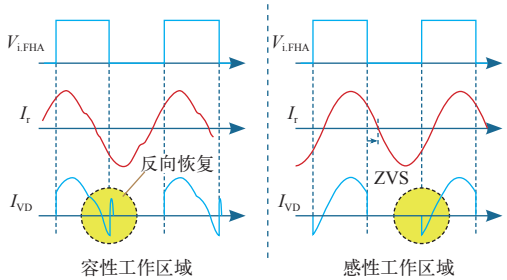


图4　容性区域与感性区域波形比较

从图4可以看出：当系统工作在容性区域时，此时谐振网络的输入电流超前于输入电压，管子还没关断就有电流反向流过开关管的寄生体二极管，开关管上电流为零，此时不能实现零电压导通，而且开关管的寄生二极管存在反向恢复时间，易引起桥臂直通，损坏电源，所以*LLC*工作时不能让其进入容性工作区域。而当工作在感性区域时，谐振网络的输入电流滞后于输入电压，在开关管导通之前，有反向的电流流过开关管的寄生体二极管，将开关管两端电压钳位为零，为开关管的零电压导通（Zero Voltage Switching，ZVS）创造了条件。

所以为了实现*LLC*的零电压导通，要求其工作在感性区域，即（$f_s>f_p$）的区间。当系统工作在上谐振区域（$f_s>f_r$）时，此时可以实现一次侧开关管的零电压导通，但是不能实现二次侧二极管的零电流关断（Zero Current Switching，ZCS），所以此时二次侧二极管存在反向恢复损耗，系统效率较低。当系统工作在下谐振（$f_p<f_s<f_r$）和谐振点（$f_s=f_r$）的感性区域时，可以实现一次侧开关管的零电压导通和二次侧二极管的零电流关断，所以系统的效率较高，一般都希望系统可以工作在此区域。

当开关频率小于谐振频率时，此时的工作波形如图5所示。

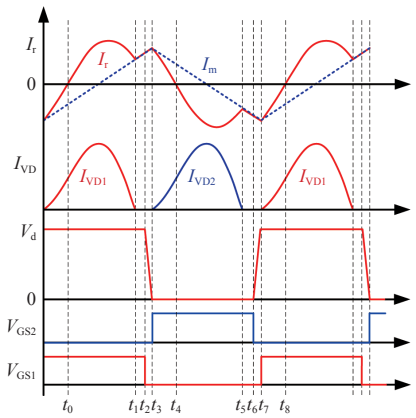
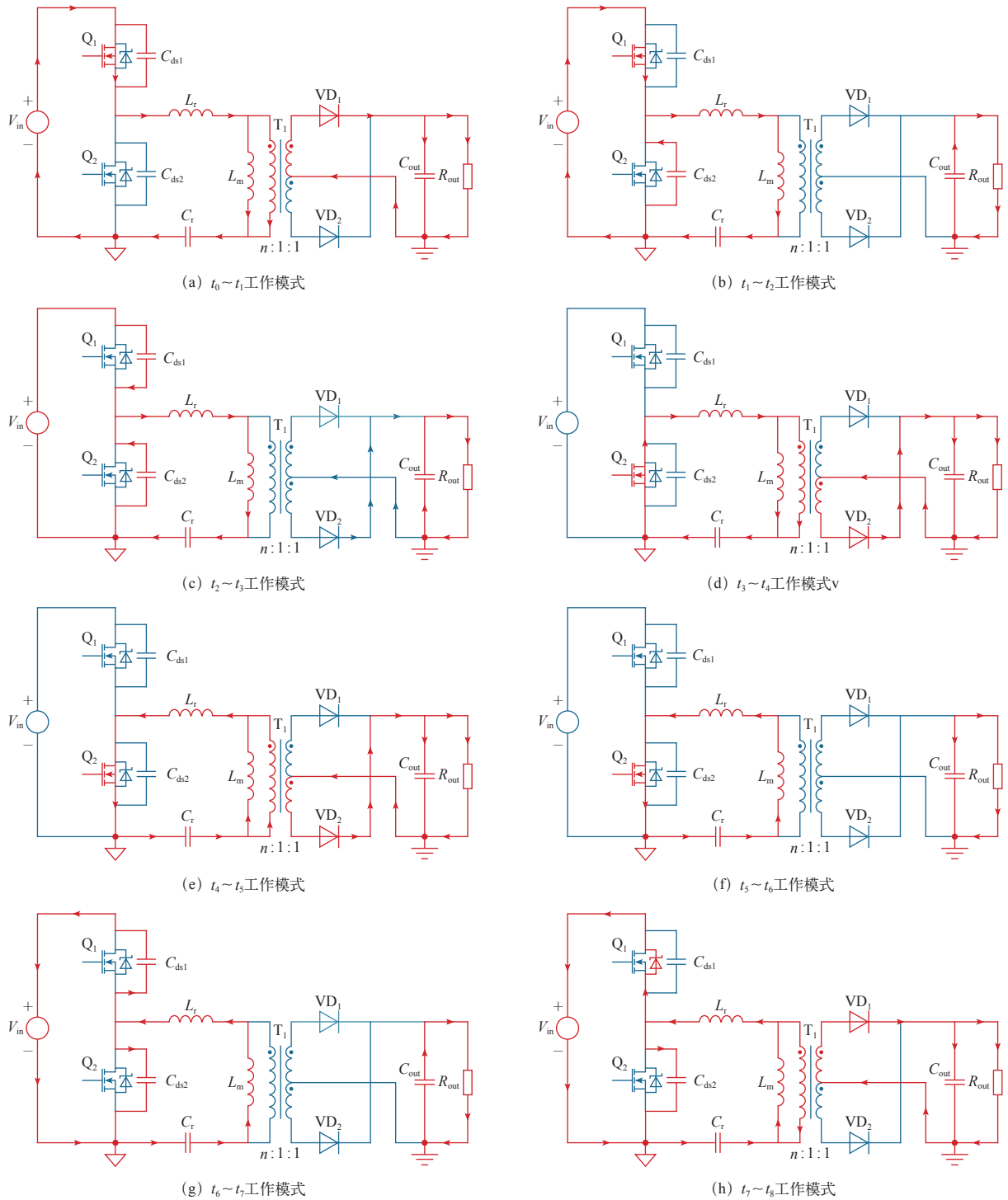


图5　开关频率小于谐振频率的工作波形

此区域的工作波形可以分为8个工作过程，如图6所示。

1）工作模式1（$t_0\sim t_1$）。t_0时刻一次侧开关管Q_1导通，Q_2关断。二次侧二极管VD_1导通，VD_2关断。输入能量经过Q_1、变压器、VD_1传输到负载上。变压器一次电感L_m被输出电压钳位，不参与谐振。励磁电流以nV_o/L_m斜率线性上升。



（a）t_0～t_1工作模式　（b）t_1～t_2工作模式

（c）t_2～t_3工作模式　（d）t_3～t_4工作模式v

（e）t_4～t_5工作模式　（f）t_5～t_6工作模式

（g）t_6～t_7工作模式　（h）t_7～t_8工作模式

图6　开关频率小于谐振频率的工作过程

2）工作模式2（t_1～t_2）。t_1时刻谐振电流I_r等于励磁电流I_m，二次侧二极管VD_1停止续流，实现软关断，负载能量由电容提供。此时励磁电感参与谐振过程，由于励磁电感量相对较大，所以此时的励磁电流和谐振电流可以认为基本不变。从这个工作模式可以看出，通过变压器的合理设计，可以减小关断电流，从而减少开关损耗。

3）工作模式3（t_2～t_3）。t_2时刻Q_1关断，进入

死区时间。输入电压开始给Q_1上的寄生电容C_{ds1}充电，Q_2寄生电容C_{ds2}以峰值励磁电流I_{m_pk}通过谐振网络放电。

4）工作模式4（$t_3 \sim t_4$）。t_3时刻Q_2漏源电压下降到0，为ZVS创造了条件，此时打开Q_2，L_r上的能量通过变压器、VD_2传输到负载，一次电流I_r减小，谐振电容C_r电压继续上升。励磁电感被输出电压反向钳位，励磁电流以nV_o/L_m斜率线性下降。

5）工作模式5（$t_4 \sim t_5$）。t_4时刻一次电流减小到0，L_r上的能量全部转移到负载和C_r上。C_r开始放电，一次电流反向，VD_2继续导通。C_r上的能量通过谐振网络、变压器和VD_2传输到负载和L_r中。

6）工作模式6（$t_5 \sim t_6$）。t_5时刻谐振电流I_r等于励磁电流I_m，二次侧二极管VD_2停止续流，实现软关断，负载能量由电容提供。此时励磁电感参与谐振，由于励磁电感量较大，所以谐振电流和励磁电流缓慢上升，基本不变。

7）工作模式7（$t_6 \sim t_7$）。t_6时刻Q_2关断，再次进入死区时间。一次电流保持原来的方向，并向Q_2上的寄生电容充电，同时对Q_1上的寄生电容放电。

8）工作模式8（$t_7 \sim t_8$）。t_7时刻Q_2上的电压达到V_{in}，Q_1上的寄生二极管自然导通，此时Q_1两端电压接近0，为Q_1再次零电压导通创造了条件。此时Q_1导通，由于电感电流不能突变，一次电流将保持原来的方向直到t_8时刻减小到0。

2 均流的概念

多模块的并联通常是指输出电压的并联，如图7所示，本文以两个模块的并联为例。

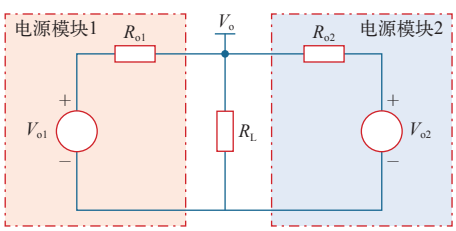


图7 模块并联等效电路

一般情况下，两个模块的外特性并不能保证完全相同，如图8所示，此时直接并联并不能保证两个模块的电流分配均匀。此时要实现模块间的均流就显得尤为重要。

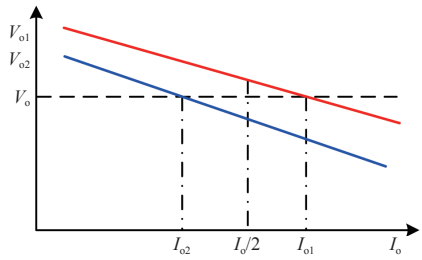


图8 模块并联外特性曲线

所谓均流，即指通过取样检测不同电源的负载能力来控制调节环路，从而保证整个系统的输出电流按每个单元的输出能力均摊，保证每个单元都能可靠工作。在电源并联均流过程中，为了提高系统工作稳定性，常采用$N+m$冗余的方法。其中N为正常工作的模块个数，m为冗余份数，m值越大，系统工作可靠性越高，但是系统成本也相应增加[6]。

2.1 民主均流法原理

民主均流法是通过主模块的随时变换来实现负载均流。在所有并联模块中，输出电流最大的模块自动成为主模块，其他模块的输出电流向这个主模块靠拢。不断调整各并联模块分担的负载电流，实现系统总电流在各电源模块中的准确分配。当主模块发生故障时，输出电流下降自动变为从模块，其余的模块中输出电流最大的变成主模块。因而这种控制方法能够及时跟踪系统中承担电流最大的模块，从而自动隔离故障模块，提高了系统的可靠性。

2.2 UCD3138的均流原理

UCD3138的内部硬件均流外设实际应用电路如图9所示，所有模块的AD02依靠均流母线连在一起，三个内部开关的不同组合方式对应不同的均流模式。

当均流外设工作在民主均流模式时，S_2、S_3闭合。运放Op1和二极管VD1将反映本模块输出电流

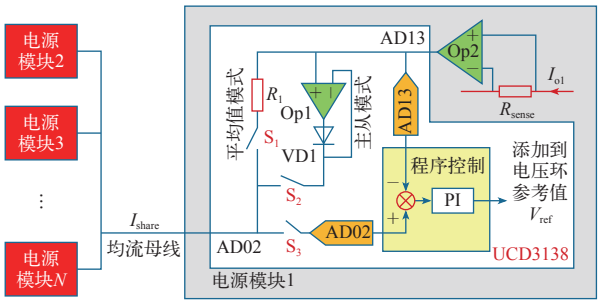


图9　均流控制原理图

值的信号连接到均流母线上。当本机电流大于均流母线电流时，运放输出电平为高电平，VD1导通。此时运放Op1相当于一个电压跟随器，当前模块为主模块。若本机电流小于母线电流时，该运放输出为低电平，VD1截止。此时当前电源模块为从模块，其输出电流受控于主模块。因此，由于二极管的单向导通性，输出电流最大的模块自动成为主模块。其余的为从模块，且输出电流自动跟随主模块[7]。而当其他模块输出电流超过当前主模块时，当前主模块自动退出变成从模块，其余模块中输出电流最大的变成新的主模块。

2.3　均流算法

高频开关电源系统要求均流准确度高、动态响应快且可靠性强，可以实现冗余技术及热插拔等。因此本文采用民主均流法能更好地实现该功能。本实验采用UCD3138内部均流外设实现民主均流，图10为其程序流程图。

首先，均流模块初始化，即选择主从均流方式。此外，由于AD02是三态门输出，因此，为了防止开机时因无法确定均流母线状态而导致所有的模块均不输出，需要将均流母线上拉。或者在开机时设置所有模块以主模块的模式运行，以保证至少有一个模块是主模块。然后，通过AD02与AD13分别读取均流母线电流值I_{share}和本机电流I_o。并将两值相减得到误差电流ΔI，通过判断ΔI的极性来确定本模块的工作模式。另外，误差信号经PI运算得到参考电压调整量ΔV_{ref}，并将其叠加到EADC的参考电压V_{ref}上时，输出电压随着电压环反馈量而变化，同时，输出电流也随之改变[4]。

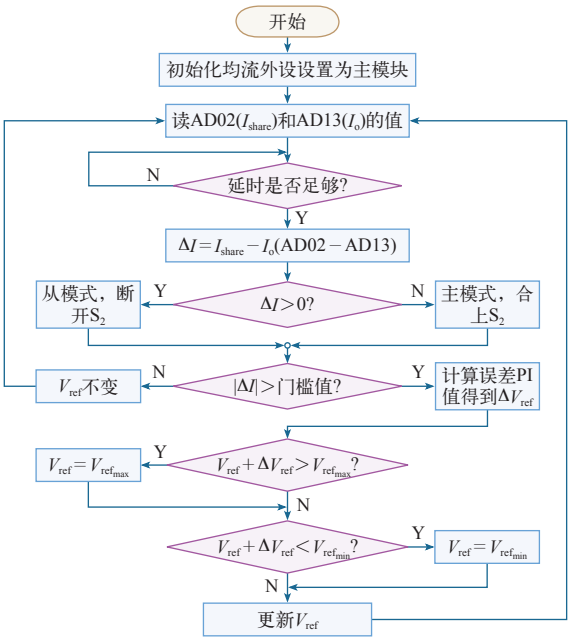


图10　民主均流法程序流程图

3　实验验证

为了验证前面的理论分析，本文设计了两个*LLC*谐振变换器，具体参数如下表所示，并用UCD3138作为主控制器，进行实验。

表　样机设计参数表

符号	设计参数	最小值	额定值	最大值
V_{in}	输入电压/V	350	385	400
f_s	开关频率/kHz	50	110	150
V_{out}	输出电压/V	11.4	12	12.6
I_{out}	输出电流/A	–	25	30
η	整机效率(%)	–	94	–
V_{ripple}	输出电压纹波/mV	–	–	100

3.1　单模块谐振状态

其中单个模块工作在谐振状态时的谐振电流、开关管两端电压以及二次侧二极管两电压波形如图11所示。

经过测量，单个模块工作在谐振状态下时，系统效率可以达到94%。

3.2　上电起机

由于开机时所有并联模块都设置为主模块，并且难以保证每个模块电压上升速率一致。所以起动时，输出电流可能会分配不均，如图12所示。

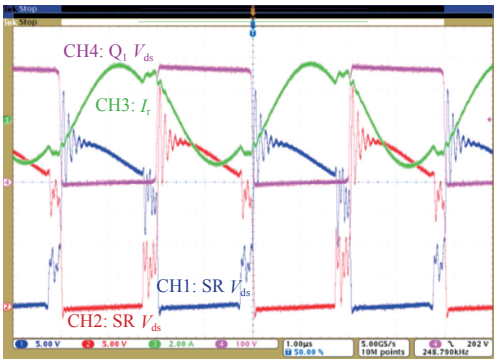
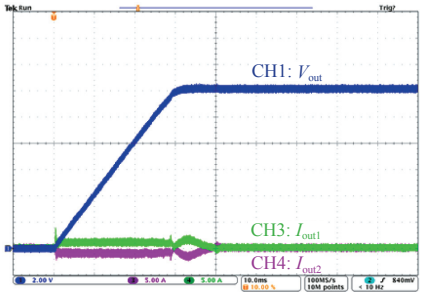
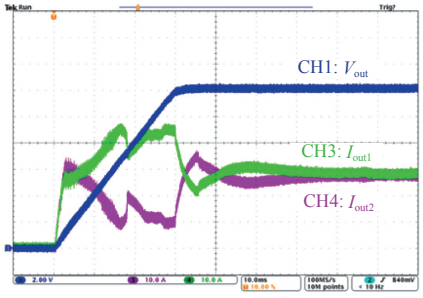


图11 谐振工作区域波形



（a）空载起机



（b）满载起机

图12 并联均流上电起机波形

若满载起动时负载全部由一个模块承担，该状态必定会导致该模块过电流。此时该模块会进入恒流状态，等待另一个模块电压上升来分担负载。

3.3 稳态工作

当起动完成之后，在环路的迅速调节下，两个模块输出电流趋于一致。如图13所示，此时输出电流为24 A，每个模块各承担12 A左右的电流，电流不平衡度小于5%。

3.4 负载跳变

如图14所示，当并联模块负载跳变时，两个模块能同时动作，迅速响应负载的变化。但是由于均流线路的动作存在时间延迟，所以并联均流

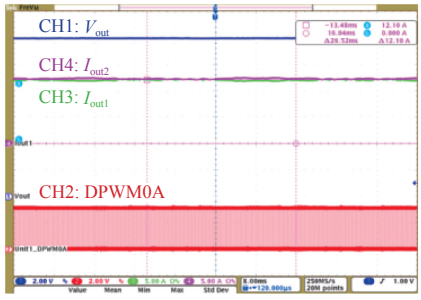
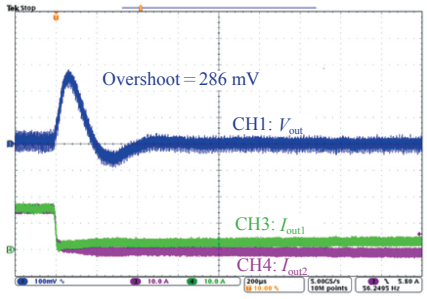
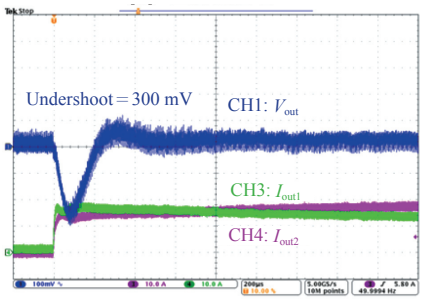


图13 并联均流稳定输出波形



（a）空载到满载



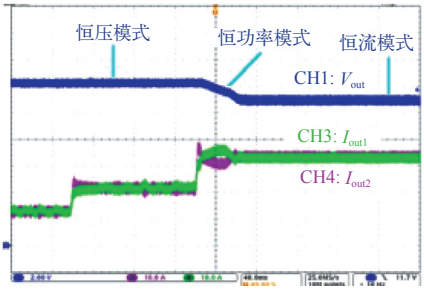
（b）满载到空载

图14 并联均流负载跳变波形

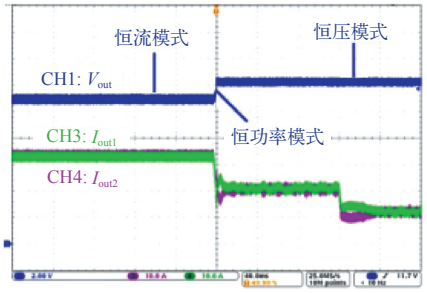
的动态响应速度较缓慢，各个模块的输出电流达到一致需要一定的时间。

3.5 系统过电流保护

当系统过电流时，会进入恒功率模式，电流进一步增大就会进入恒流模式。如图15所示。



（a）过电流保护



（b）过电流恢复

图15　过电流保护波形

4　结束语

本文以*LLC*半桥谐振变换器作为单模块的主电路拓扑，该结构工作谐振区域时，可以实现一次侧开关管的零电压导通和二次侧二极管的零电流关断，所以系统效率较高。而采用UCD3138内部自带的硬件均流模块，可以提高系统的功率密度和控制的可靠性。实验波形也验证了系统在稳态工作和短路情况下均可实现两模块之间的均流控制，可见该控制方案的可行性和有效性。

参考文献

[1] 高艳青．现代电力电子及电源技术的发展趋势 [J]．电脑与电信，2007 (1)：33-36．

[2] 勒成梁．大功率高频并联软开关电源模块研究 [D]．杭州：浙江大学，2006．

[3] 江晋宽．开关电源的技术动向 [J]．控制工程，1999 (1)：1-4．

[4] 潘钢．数字式*LLC*谐振变换器及并联均流技术的研究 [D]．成都：西南交通大学，2015．

[5] 陆治国，余昌斌．新型*LLC*谐振变换器的分析与设计 [J]．电气应用，2008，27 (1)：65-68．

[6] 吴晓民．高频开关电源模块均流系统的研究 [J]．电源世界，2008 (12)：42-44．

[7] 张国兵．大功率开关电源并联技术的研究 [D]．合肥：合肥工业大学，2004．

（收稿日期：2016－12－06）EA

(上接第64页)

[4] Horwill C，Totterdell A J，Hanson D J，et al．Commissioning of a 225Mvar SVC incorporating a ±75Mvar STATCOM at NGC's 400kV east Claydon substation [C]．Seventh International Conference on AC-DC Power Transmission，London，UK，IEE，2001：232-237．

[5] 魏文辉，刘文华，宋强，等．基于逆系统方法有功－无功解耦PWM控制的链式STATCOM动态控制策略研究 [J]．中国电机工程学报，2005，25 (3)：23-28．

[6] 许树楷，宋强，朱永强，等．用于不平衡补偿的变压器隔离型链式D-STATCOM的研究 [J]．中国电机工程学报，2006，26 (9)：137-143．

[7] Akagi H，Inoue S，Yoshii T．Control and performance of a transformerless cascade PWM STATCOM with star configuration [J]．IEEE Transactions on Industry Applications，2007，4 (43)：1041-1049．

[8] Song Qiang，Liu Wenhua．Control of a cascade STATCOM with star configuration under unbalanced conditions [J]．IEEE Transactions on Power Electronics，2009，24 (1)：45-58．

[9] EI-Sousy F F M．Robust Wavelet-neural-network sliding-mode control system for permanent magnet synchronous motor drive [J]．IET Electric Power Applications，2011，5 (1)：113-132．

（收稿日期：2017－01－05）EA