



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110460237 B

(45) 授权公告日 2021.01.29

(21) 申请号 201910858080.7

审查员 王宁

(22) 申请日 2019.09.11

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110460237 A

(43) 申请公布日 2019.11.15

(73) 专利权人 西南交通大学  
地址 610031 四川省成都市二环路北一段  
111号西南交通大学科技处

(72) 发明人 杨平 范文 彭宇圣 李欣洋

(74) 专利代理机构 成都信博专利代理有限责任  
公司 51200

代理人 卓仲阳

(51) Int. Cl.

H02M 3/158 (2006.01)

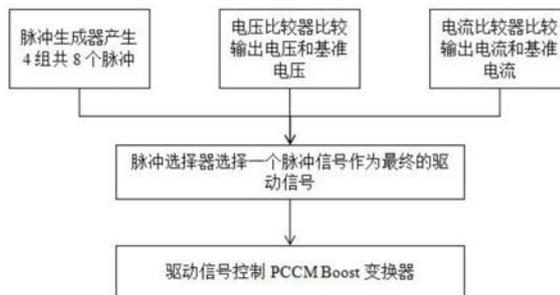
权利要求书1页 说明书5页 附图6页

(54) 发明名称

一种PCCM Boost变换器控制方法及其装置

(57) 摘要

本发明公开了一种PCCM Boost变换器控制方法及其装置,其控制器包括脉冲生成器、电压比较器、电流比较器和脉冲选择器;脉冲生成器产生四组频率相同占空比不同的脉冲供脉冲选择器选择,电压比较器将输出电压与基准电压相比较,电流比较器将输出电流与基准电流相比较,脉冲生成器、电压比较器、电流比较器的输出信号作为脉冲选择器的输入信号从而来选择作为驱动PCCM Boost变换器的脉冲,实现对变换器的控制。本发明的应用使PCCM Boost变换器的输出电压纹波变小,同时提高了变换器的瞬态性能和稳态性能。



1. 一种PCCM Boost变换器控制方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1:CR-PT控制器的脉冲生成器产生四组不同频率的脉冲 $\{P_j\}$ , $j=1,2,3,4$ ,且每组包括两个频率相同但占空比不同的脉冲,即高占空比 $P_j^H$ 和低占空比 $P_j^L$ ,其中 $j=1,2,3,4$ ,以供脉冲选择器选择;

步骤2:在PCCM Boost变换器任意一个开关周期开始时刻,将开关电源的输出电压 $v_o$ 反馈到CR-PT控制器的电压比较器,与基准电压值 $V_{ref}$ 相比较;当输出电压低于基准电压时,CR-PT控制器的脉冲选择器选择高占空比脉冲 $P_j^H$ ;相反,当输出电压高于基准电压时,脉冲选择器采用低占空比脉冲 $P_j^L$ ;

步骤3:在PCCM Boost变换器任意一个开关周期开始的同时,将开关电源的输出电流 $i_o$ 反馈到CR-PT控制器的电流比较器,与基准电流值相比较,选择四组脉冲中的一组脉冲;

所述基准电流值有三个,从大到小依次为: $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ ,若输出电流 $i_o > I_1$ 时,比较器COM3选择 $\{P_1\}$ ;若 $I_1 > i_o > I_2$ 时,比较器COM4选择 $\{P_2\}$ ;若 $I_2 > i_o > I_3$ 时,比较器COM5选择 $\{P_3\}$ ;若 $I_3 > i_o$ 时,比较器COM5选择 $\{P_4\}$ ;

步骤4:CR-PT控制器的脉冲选择器根据步骤2和步骤3的综合选择一个脉冲信号作为最终的驱动信号 $v_p$ ;

步骤5:一个开关周期开始时刻在驱动信号 $v_p$ 作用主开关管S1导通,电感电流开始上升,主开关管S1关断时,电感电流开始下降,同时检测电感电流,当电感电流下降到续流值,续流开关管S2导通,电感电流保持不变,当下一个开关周期主开关管S1导通时,续流开关管S2关断。

2. 根据权利要求1所述的一种PCCM Boost变换器控制方法,其特征在于,所述CR-PT控制器的脉冲生成器通过三角载波 $v_{saw}$ 和电压信号 $V_{pc2}-V_{pc9}$ 比较产生脉冲信号。

3. 根据权利要求1所述的一种PCCM Boost变换器控制方法,其特征在于,所述电压比较器包括一个D触发器,当输出电压低于基准电压时,D触发器Q端输出高电平;否则,Q端输出低电平。

4. 根据权利要求1所述的一种PCCM Boost变换器控制方法,其特征在于,所述电流比较器设置三组比较器和非门,与基准电流比较输出高电平或低电平。

5. 根据权利要求1所述的一种PCCM Boost变换器控制方法,其特征在于,所述脉冲选择器为每个脉冲信号设置一个与门,当条件满足输出对应的脉冲信号。

## 一种PCCM Boost变换器控制方法及其装置

### 技术领域

[0001] 本发明属于电力电子控制领域,具体涉及一种PCCM Boost变换器控制方法及其装置。

### 背景技术

[0002] 随着电力电子器件和电力电子控制技术的高速发展,开关电源技术已经成为电力电子技术的研究热点和重要应用。开关电源技术是采用开关变换器及相应的控制实现对电能的变换,以满足各种用电场合的用电要求。开关电源技术具有效率高、功率密度大、体积小的优点,广泛应用于计算机、通讯设备、航空航天、新能源以及LED照明等领域。开关电源主要由功率主电路和控制电路两部分构成。功率主电路包括功率开关管、电感、电容、变压器等器件。常见的功率变换器拓扑结构有Buck变换器(降压变换器)、Boost变换器(升压变换器)、Buck-Boost变换器(升降压变换器)、正激变换器、反激变换器等。控制电路主要实现对功率主电路输出电压、输出电流等电路参数的控制,如果需要实现功率主电路的输出电压稳定,控制器主要通过检测功率主电路的输出电压并通过控制电路产生的脉冲控制功率主电路中的开关管的导通与关断,从而调节输入源到负载的能量传输来实现对功率主电路的输出电压控制。随着开关电源技术在电子设备以及航空航天领域的应用,许多设备对于电源对于输入电压变化和负载变化的调节性能有较高的要求,研究人员对此不断提出新型的控制方法来提高开关电源对输入电压和负载的瞬态响应速度;与此同时,对于精密的电子设备对于开关电源的输出电压纹波同样有着较高的要求。

[0003] 一般来说,开关DC-DC变换器工作于电感电流连续导电模式(Continuous Conduction Mode,CCM)或电感电流断续导电模式(Discontinuous Conduction Mode,DCM)。Boost和Buck-Boost变换器工作于CCM时,其控制-输出传递函数存在右半平面零点,使其带宽受到限制导致变换器的负载瞬态性能较慢。当Boost或Buck-Boost变换器工作于DCM时,其控制-输出传递函数没有右半平面零点,但变换器的带载能力有限。为了提高变换器的带载能力,伪连续导电模式(Pseudo Continuous Conduction Mode,PCCM)Boost变换器,与CCM Boost变化器相比,PCCM Boost变换器可以消除右半平面的零点,提高变换器的带宽,具有更快的负载响应;同时变换器的带载能力优于DCM Boost变换器。

[0004] 电压型脉冲序列控制(Pulse Train,PT)属于一种非线性、定频、离散的纹波控制方法。PT控制可分为电压型PT控制和电流型PT控制。PT控制器通过调整一个控制脉冲循环周期内高、低功率脉冲的个数和组合方式实现对开关变换器输出电压的调节。由于不需要传统控制策略中的补偿网络环节,所以具有快速的动态响应速度。PT控制技术本质上是对变换器输入能量的控制,因此特别适合于工作在DCM的开关变换器,但是,电压型脉冲序列控制输出电压纹波较大,不适合用于输出电压纹波要求较高的场合。

[0005] 传统的电压型脉冲宽度调制技术是最为常见的一种开关电源调制方法。其控制思想是:用误差放大器对开关电源的输出电压和基准电压进行比较获得误差信号,再由比较器对该误差信号与固定频率锯齿波信号进行比较获得脉宽信号,以控制开关装置的导通、

关断,使输出电压达到期望值。当负载出现波动时,由于补偿网络的存在,误差信号变化相对缓慢,因而脉冲宽度的变化也较为缓慢,这使得开关电源的动态响应速度较慢。另一方面,补偿网络设计不当会造成系统不稳定,并且其设计过程十分繁琐,因而在很大程度上限制了控制电路的集成与推广。

## 发明内容

[0006] 为了解决电压型PT控制PCCM Boost变换器纹波大的问题,同时提高了Boost变换器的瞬态性能和稳态性能。本发明将基于电流基准的脉冲序列(Current Referenced Pulse Train,CR-PT)控制应用于PCCM Boost变换器装置。因此,本发明提供一种PCCM Boost变换器控制方法及其装置。

[0007] 本发明的一种基于CR-PT的PCCM Boost变换器控制方法,包括以下步骤:

[0008] 步骤1:CR-PT控制器的脉冲生成器产生四组不同频率的脉冲 $\{P_j\}$ , $j=1,2,3,4$ ,且每组包括两个频率相同但占空比不同的脉冲,即高占空比 $P_j^H$ 和低占空比 $P_j^L$ ,其中 $j=1,2,3,4$ ,以供脉冲选择器选择。

[0009] 步骤2:在PCCM Boost变换器任意一个开关周期开始时刻,将开关电源的输出电压 $v_o$ 反馈到CR-PT控制器的电压比较器,与基准电压值 $V_{ref}$ 相比较;当输出电压低于基准电压时,CR-PT控制器的脉冲选择器选择高占空比脉冲 $P_j^H$ ;相反,当输出电压高于基准电压时,脉冲选择器采用低占空比脉冲 $P_j^L$ 。

[0010] 步骤3:在PCCM Boost变换器任意一个开关周期开始的同时,将开关电源的输出电流 $i_o$ 反馈到CR-PT控制器的电流比较器,与基准电流值相比较,选择四组脉冲中的一组脉冲。

[0011] 上述基准电流值有三个,从大到小依次为: $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ ,若输出电流 $i_o > I_1$ 时,比较器COM3选择 $\{P_1\}$ ;若 $I_1 > i_o > I_2$ 时,比较器COM4选择 $\{P_2\}$ ;若 $I_2 > i_o > I_3$ 时,比较器COM5选择 $\{P_3\}$ ;若 $I_3 > i_o$ 时,比较器COM5选择 $\{P_4\}$ 。

[0012] 步骤4:CR-PT控制器的脉冲选择器根据步骤2和步骤3的综合选择一个脉冲信号作为最终的驱动信号 $v_p$ 。

[0013] 步骤5:一个开关周期开始时刻在驱动信号 $v_p$ 作用下主开关管S1导通,驱动信号 $v_p$ 作用,电感电流开始上升,主开关管S1关断时,电感电流开始下降,同时检测电感电流,当电感电流下降到续流值,续流开关管S2导通,电感电流保持不变,当下一个周期主开关管S1导通时,续流开关管S2关断。

[0014] 进一步的,CR-PT控制器的脉冲生成器是通过三角载波 $v_{saw}$ 和电压信号 $V_{pc2}-V_{pc9}$ 比较产生脉冲信号。

[0015] 进一步的,电压比较器包括一个D触发器,当输出电压低于基准电压时,D触发器Q端输出高电平;否则,Q端输出低电平。

[0016] 进一步的,电流比较器设置三组比较器和非门,与基准电流比较输出高电平或低电平。

[0017] 进一步的,脉冲选择器为每个脉冲信号设置一个与门,当条件满足输出对应的脉冲信号。

[0018] 本发明的一种基于CR-PT的PCCM Boost变换器控制装置,包括脉冲生成器、电压比

较器、电流比较器、脉冲选择器和PCCM Boost变换器。其中,脉冲生成器、电压比较器、电流比较器的输出信号作为脉冲选择器的输入信号,脉冲选择器的输出信号作为PCCM Boost变换器的驱动信号。

[0019] 与现有技术相比,本发明的有益效果为:

[0020] 一、与CCM Boost变换器相比,PCCM Boost变换器可以消除右半平面的零点,提高变换器的带宽,具有更快的负载响应;同时变换器的带载能力优于DCM Boost变换器;

[0021] 二、与现有的电压型PT控制PCCM Boost变换器相比,本发明将CR-PT控制应用于PCCM Boost变换器,采用四个高占空比脉冲四个低占空比脉冲,作为开关装置的驱动,高低脉冲传递的能量差异相对较小,因此变换器的输出电压纹波较小;

[0022] 三、与现有电压型PWM控制PCCM Boost变换器技术相比,本发明的开关电源在负载发生改变时,开关装置会通过输出电压与基准电压相比较,直接选择相应的脉冲驱动开关管,而不需要经过误差放大器进行调节,使得开关变换器具有更快的负载响应速度;

[0023] 四、控制器直接用输出电压与基准电压相比较,无需补偿网络,简化了控制环路设计,增强了系统稳定性,提高了瞬态响应速度。

## 附图说明

[0024] 图1为本发明的电路结构示意图。

[0025] 图2为本发明的控制方法逻辑示意图。

[0026] 图3为本发明CR-PT控制系统的脉冲生成器。

[0027] 图4为本发明CR-PT控制系统的电压比较器。

[0028] 图5为本发明CR-PT控制系统的电流比较器。

[0029] 图6为本发明CR-PT控制系统的脉冲选择器。

[0030] 图7为本发明开关管驱动脉冲波形、电感电流和输出电压对应关系示意图。

[0031] 图8为 $R=9\Omega$ 时电压型PT控制PCCM Boost变换器输出电压纹波。

[0032] 图9为本发明 $R=9\Omega$ 时CR-PT控制Boost变换器输出电压纹波。

[0033] 图10为本发明传统电压型PWM控制的开关电源在负载加载时输出电压时域仿真波形图。

[0034] 图11为本发明CR-PT控制PCCM Boost变换器在负载加载时输出电压时域仿真波形图。

[0035] 图12为本发明传统电压型PWM控制PCCM Boost变换器在负载减载时输出电压时域仿真波形图。

[0036] 图13为本发明CR-PT控制PCCM Boost变换器的开关电源在负载减载时输出电压时域仿真波形图。

## 具体实施方式

[0037] 下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步说明。

[0038] 本发明的一种PCCM Boost变换器控制方法,其电路结构如图1所示,具体控制逻辑如图2所示,包括以下步骤:

[0039] 1、CR-PT控制器的脉冲生成器(如图3所示)产生四组不同频率的脉冲 $\{P_j\}$ , $j=1,$

2,3,4,且每组包括两个频率相同但占空比不同的脉冲,即高占空比 $P_j^H$ 和低占空比 $P_j^L$ ,其中 $j=1,2,3,4$ ,以供脉冲选择器选择。

[0040] 2、在PCCM Boost变换器任意一个开关周期开始时刻,将开关电源的输出电压 $v_o$ 反馈到CR-PT控制器的电压比较器(如图4所示),与基准电压值 $V_{ref}$ 相比较;当输出电压低于基准电压时,CR-PT控制器的脉冲选择器选择高占空比脉冲 $P_j^H$ ;相反,当输出电压高于基准电压时,脉冲选择器采用低占空比脉冲 $P_j^L$ 。

[0041] 本例中:当输出电压低于参考电压时,电压比较器中D触发器Q端输出高电平,则所有的低占空比脉冲经过逻辑与门被屏蔽掉,主开关管的输出只能是高占空比控制脉冲 $P_j^H$ 。

[0042] 3、在PCCM Boost变换器任意一个开关周期开始的同时,将开关电源的输出电流 $i_o$ 反馈到CR-PT控制器的电流比较器(如图5所示),与基准电流值相比较,选择四组脉冲中的一组脉冲。

[0043] 4、CR-PT控制器的脉冲选择器(如图6所示)根据步骤2和步骤3的综合选择一个脉冲信号作为最终的驱动信号 $v_p$ 。

[0044] 本例中:电流比较器根据采集的负载电流信息与基准电流进行比较,若输出电流 $i_o > I_1$ 时,比较器COM3的 $V_{C1}$ 端为高电平,则通过逻辑与门后, $v_p$ 输出控制脉冲为 $P_1^H$ ,其他控制脉冲信号 $P_2^H$ 、 $P_3^H$ 、 $P_4^H$ 被屏蔽。同理,若 $I_1 > i_o > I_2$ 时, $v_p$ 输出控制脉冲为 $P_2^H$ ;若 $I_2 > i_o > I_3$ 时, $v_p$ 输出控制脉冲为 $P_3^H$ ,若 $I_3 > i_o$ 时, $v_p$ 输出控制脉冲为 $P_4^H$ 。

[0045] 步骤5:一个开关周期开始时刻在驱动信号 $v_p$ 作用下主开关管S1导通,电感电流开始上升,主开关管S1关断时,电感电流开始下降,同时检测电感电流,当电感电流下降到续流值,续流开关管S2导通,电感电流保持不变,当下一个开关周期主开关管S1导通时,续流开关管S2关断。

[0046] 图7给出了CR-PT控制技术应用在工作于电流伪连续导电模式下的Boost变换器和变换器中脉冲信号波形、电感电流、输出电压波形。CR-PT控制器通过输出电压和输出电流选择最优的脉冲序列组合,实现输出电压快速达到参考电压。当主开关脉冲 $V_{S1}$ 为高电平时,电感电流上升,输出电压下降,主开关 $V_{S1}$ 为低电平时,电感电流下降,输出电压上升,当电感电流下降到续流参考值时,续流开关管脉冲 $V_{S2}$ 为高电平,电感电流保持不变进行续流,输出电压下降。

[0047] 仿真结果分析:

[0048] 采用PSIM软件对本发明的控制方法及装置进行时域仿真的结果,仿真条件:输入电压 $V_{in}=5V$ ,输出电压 $v_o=V_{ref}=10V$ ,电感 $L=20\mu H$ ,电容 $C=470\mu F$ ,负载 $6\sim 18\Omega$ ,开关 $T_s=50\mu s$ 。电流基准为: $I_1=1.3A$ , $I_2=0.8A$ , $I_3=0.5A$ 。 $D_1^H=0.4$ , $D_1^L=D_2^H=0.32$ , $D_2^L=D_3^H=0.23$ , $D_3^L=D_4^H=0.15$ , $D_4^L=0.1$ 。电感电流的续流值 $I_{dc}=2A$ 。电压型PT控制参数为:输入电压 $V_{in}=5V$ ,输出电压 $v_o=10V$ ,高占空比 $D_H=0.4$ ,低占空比 $D_L=0.1$ ,开关周期 $T_s=50\mu s$ 。电感 $L=20\mu H$ ,滤波电容 $C=470\mu F$ , $R=6\sim 18\Omega$ 。

[0049] 图8与图9分别为采用电压型PT控制PCCM Boost变换器和CR-PT控制PCCM Boost变换器开在 $R=9\Omega$ 的输出电压仿真波形图,横轴均为时间(s),纵横均为输出电压(V)。 $R=9\Omega$ 时,采用电压型PT控制PCCM Boost变换器输出电压纹波为226mV,采用CR-PT控制PCCM Boost变换器输出电压纹波为115mV,CR-PT控制PCCM Boost变换器比电压型PT控制PCCM Boost变换器输出电压纹波减小了111mV,减少值是原来的49.1%左右。

[0050] 图10和图11分别为采用传统电压型PWM控制Boost变换器和CR-PT控制变换器的负载加载时输出电压波形。当负载 $18\ \Omega$ 跳变到 $9\ \Omega$ 时,CR-PT控制和电压型PWM控制的调节时间分别为 $50\ \mu\text{s}$ 和 $8\ \text{ms}$ 。与电压型PWM控制PCCM Boost变换器相比,CR-PT控制PCCM Boost变换器的调节时间缩短了99.37%,且输出电压无超调,仅输出电压的纹波发生变化,变换器的脉冲组合由1个高功率脉冲和2个低功率脉冲转为由2个高功率脉冲和1个低功率脉冲组成的稳定脉冲循环周期。同时,由于负载从 $18\ \Omega$ 跳变到 $9\ \Omega$ 时,负载电流也相应的发生变化,根据CR-PT控制器的脉冲选择原理,选择出的高脉冲 $D_H$ 与低脉冲 $D_L$ 也相应发生了变化,因此在仿真的电感电流波形中,在负载发生跳变后,不仅是脉冲的组合方式发生了变化,而且电感电流的峰值也发生了变化。

[0051] 图12和图13分别为采用传统电压型PWM控制Boost变换器和CR-PT控制变换器的负载减载时输出电压波形。当负载从 $9\ \Omega$ 跳变到 $18\ \Omega$ ,CR-PT控制PCCM Boost的调节时间为一个开关周期即为 $50\ \mu\text{s}$ ,而电压型PWM控制PCCM Boost的调节时间为 $12\ \text{ms}$ 。与电压型PWM控制PCCM Boost变换器相比,CR-PT控制PCCM Boost变换器的调节时间缩短了99.58%,且输出电压无超调,系统直接从2个高功率脉冲和1个低功率脉冲组合进入到由1个高功率脉冲和2个低功率脉冲组合的稳定脉冲循环周期。

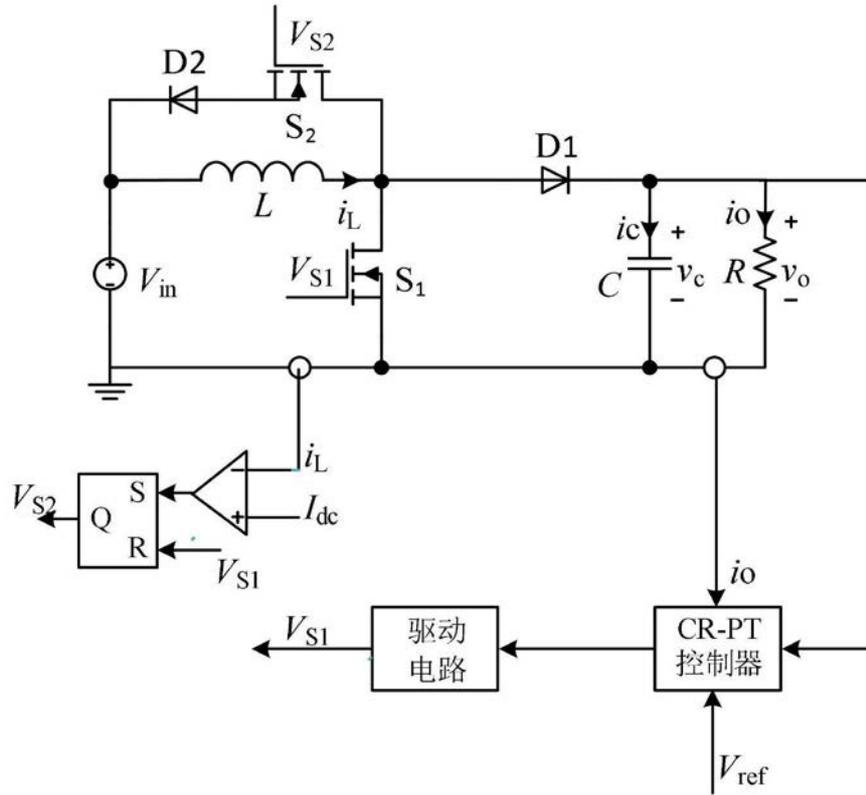


图1

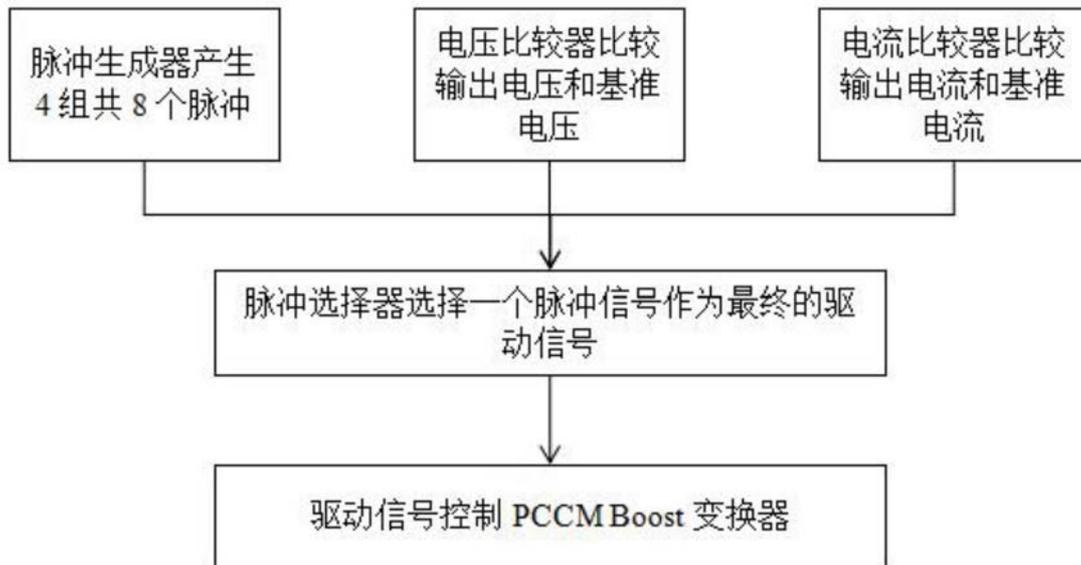


图2

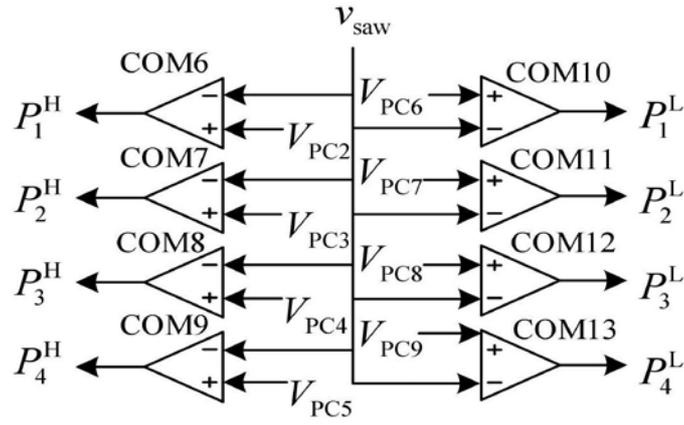


图3

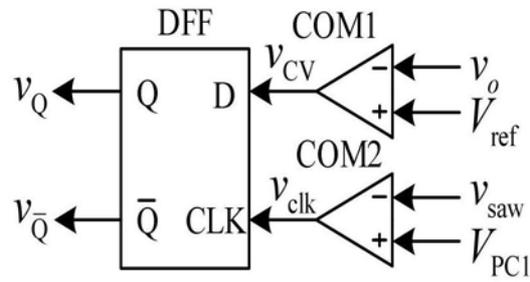


图4

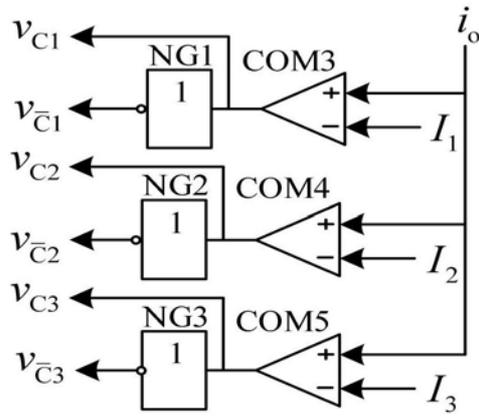


图5

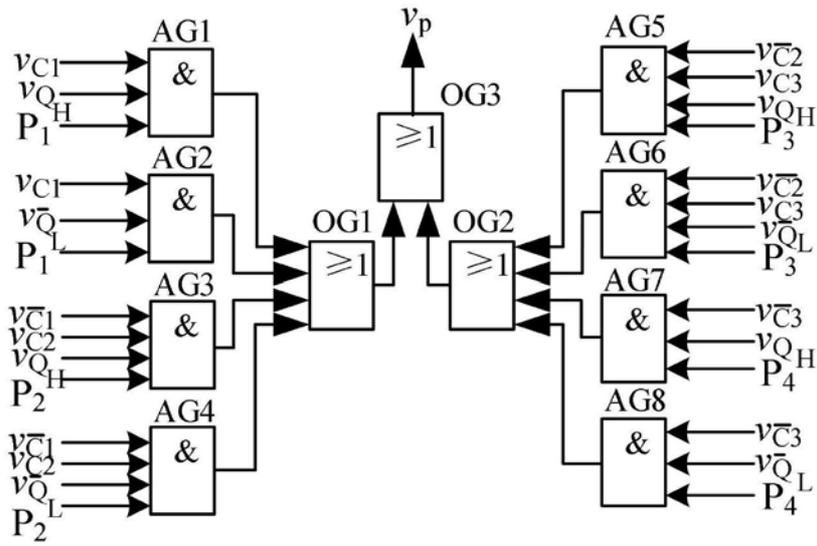


图6

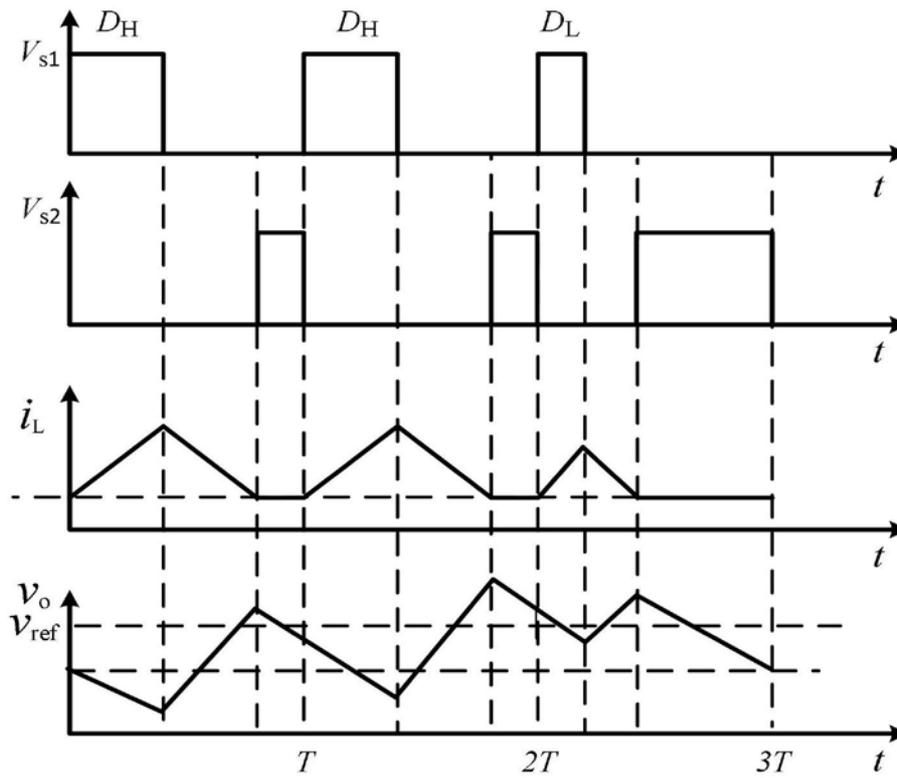


图7

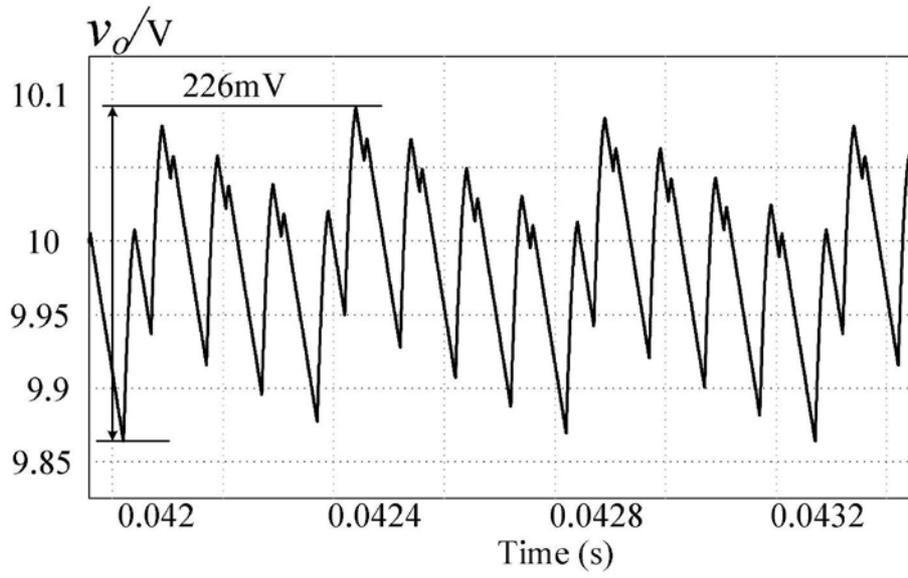


图8

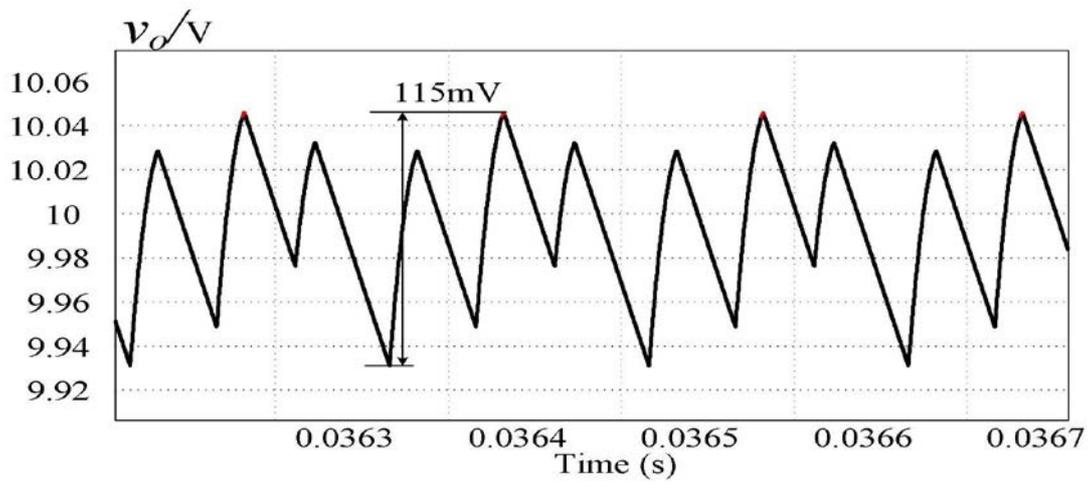


图9

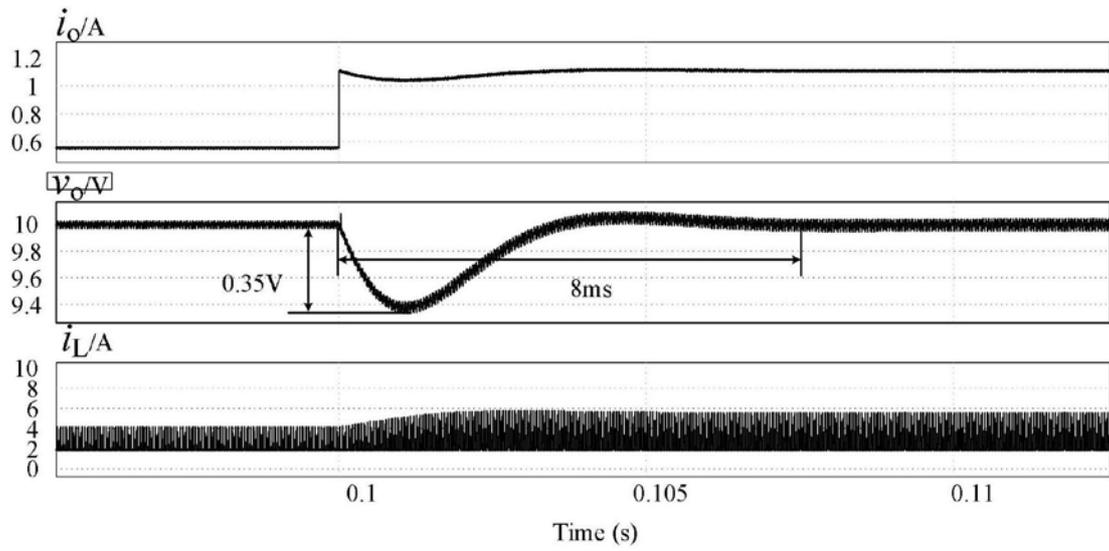


图10

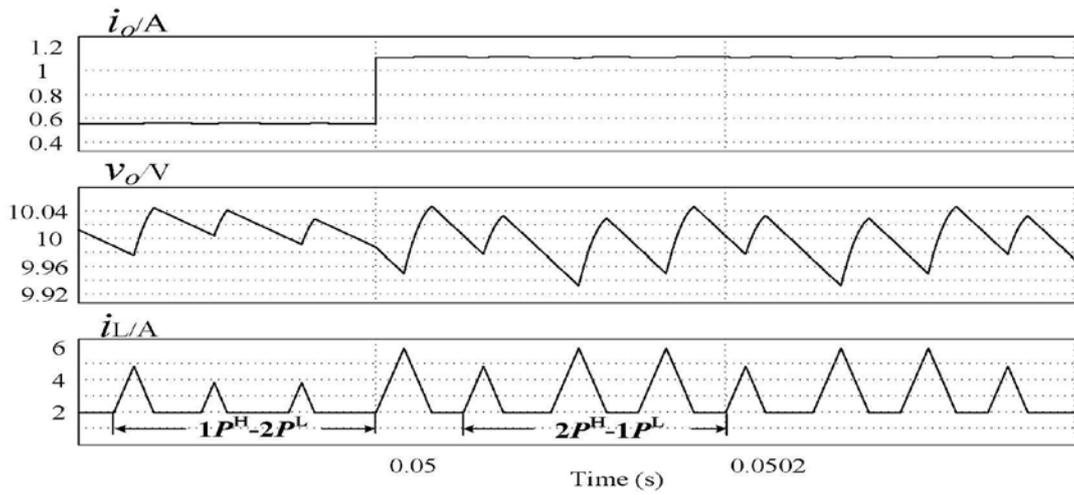


图11

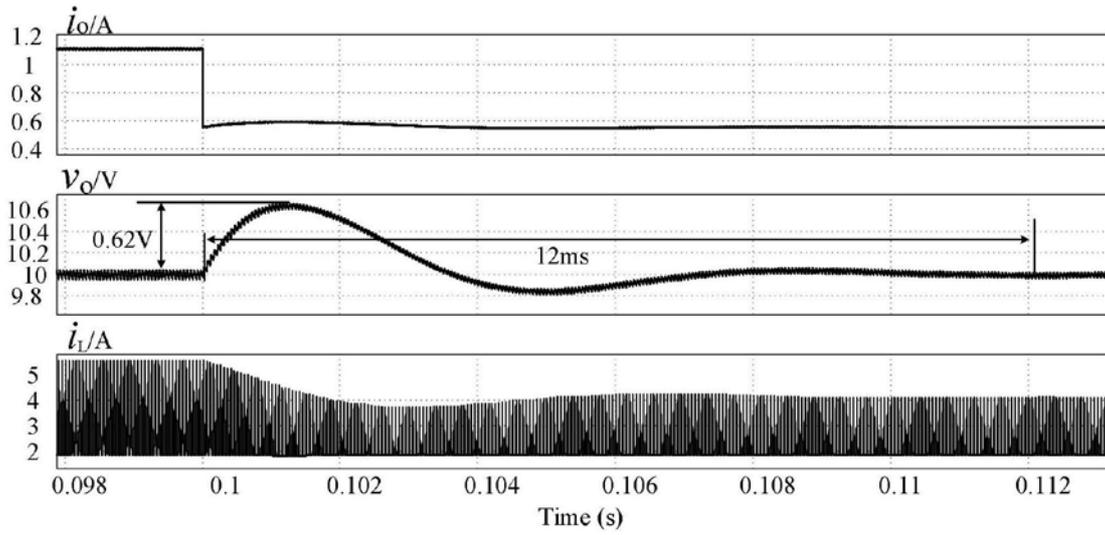


图12

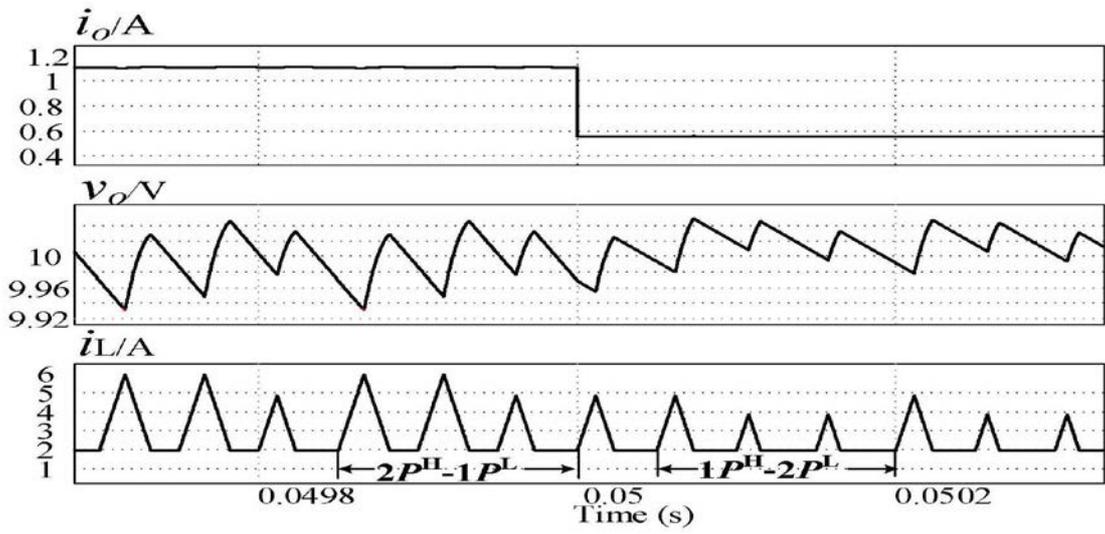


图13