



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107911028 A

(43)申请公布日 2018.04.13

(21)申请号 201711409015.3

(22)申请日 2017.12.22

(71)申请人 四川大学

地址 610000 四川省成都市一环路南一段
24号

(72)发明人 苗虹 高选杰 曾成碧 周宇鑫
刘广 程平凡 熊正勇 卢杨

(74)专利代理机构 成都睿道专利代理事务所
(普通合伙) 51217

代理人 潘育敏 刘金蓉

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

H02M 1/34(2007.01)

H02M 1/44(2007.01)

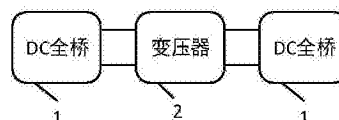
权利要求书4页 说明书10页 附图5页

(54)发明名称

一种加装缓冲器的DC-DC变换器及减小回流功率的方法

(57)摘要

本发明公开了一种加装缓冲器的DC-DC变换器及减小回流功率的方法。在DC-DC变换器的各个IGBT功率开关管上并联缓冲电容构成缓冲器。根据双有源桥DC-DC变换器左侧与右侧两边对功率的需求来控制功率的流动方向,定义传输功率、回流功率,采用双移相控制方法,对不同电压变比K下的软开关条件进行分析比较,计算和优选出传输功率的界限以及最优回流功率控制程序。在控制中右侧回流功率用以为电感充电,以左侧回流功率为控制目标。本方法的DC-DC变换器在功率开关上部署缓冲器,有效提升转换器的性能,抑制过电压尖峰,降低EMI电磁干扰,减小功率开关管的损耗。采用双移相控制方法较现有采用单移相方法,其变换器的回流功率显著减小且稳定,应用前景非常广泛,易于推广。



1. 一种加装缓冲器的DC-DC变换器,其特征在于:DC-DC变换器含左右两边有源全桥和
高频隔离变压器以及电感、电阻,高频隔离变压器两边的有源全桥均由四个IGBT功率开
关管($S_1 \sim S_8$)、四个二极管($Q_1 \sim Q_8$)和四个缓冲电容($C_1 \sim C_8$)组成,二极管反串在IGBT功率开
关管上,缓冲电容($C_1 \sim C_8$)并联在IGBT功率开关管上;左侧有源全桥四个IGBT功率开关管
($S_1 \sim S_4$)反串四个二极管($Q_1 \sim Q_4$),并联四个缓冲电容($C_1 \sim C_4$),右侧有源全桥由功率开关
管IGBT($S_5 \sim S_8$)反串四个二极管($Q_5 \sim Q_8$),并联四个缓冲电容($C_5 \sim C_8$);高频隔离变压器T的
变比为 $n:1$,电感L为外串电感加变压器漏感之和;一次侧输出电压为 U_{h1} ,二次侧输入电压为
 U_{h2} ,电感电压为 U_L ,电感电流为 i_L 。

2. 如权利要求1所述的加装缓冲器的DC-DC变换器,其特征在于:所述左右两个桥式直
流变换器两侧开关管($S_1 \sim S_8$)频率相同,每个全桥的上下开关管互补导通;左侧桥式直流变
换器的开关管(S_1, S_4)和(S_2, S_3)轮流导通;右侧的开关管(S_5, S_8)和(S_6, S_7)的导通规律、开关
频率和左侧相同。

3. 如权利要求1所述的加装缓冲器的DC-DC变换器直,其特征在于:DC-DC变换器左侧全
桥对角开关管之间存在一个移相角 φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_1 = \varphi / \pi$,其中 D_1 为内移
相比;左侧 U_1 侧与右边 U_2 侧之间也存在一个移相角 ϕ ,半个周期内的移相比表示为 $D_2 = \phi / \pi$,其中 D_2 为外移相比,满足条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。

4. 一种采用如权利要求1所述的加装缓冲器的DC-DC变换器减小回流功率的方法,其特
征在于:根据双有源桥DC-DC变换器左侧 U_1 侧与右侧 U_2 侧两边对功率的需求来控制功率的流
动方向,定义传输功率、回流功率,采用双移相控制方法,对不同电压变比K下的软开关条件
进行分析比较,计算和优选出传输功率的界限;包括如下步骤:

- (1) 通过分析双有源桥DC-DC变换器的工作模式,绘制出变换器的理想工作波形图;
- (2) 根据所绘制的工作波形图,进行理论计算,算出各时刻的电感电流值;
- (3) 根据传输功率和回流功率的定义,计算出传输功率和回流功率关于移相角的数学
表达式;
- (4) 根据步骤(2)所求得电感电流值,得出双有源桥DC-DC变换器的软开关条件;
- (5) 将步骤(4)中所求软开关条件代入步骤(3)中所求回流功率表达式,计算出此时传
输功率的界限,在此界限内,回流功率的理论值为零;
- (6) 当传输功率在(5)所求界限之外时,利用拉格朗日数乘法求解回流功率最优点;
- (7) 最后通过仿真分析验证。

移相角的定义为:DC-DC变换器左侧全桥对角开关管之间存在一个移相角 φ ,半个周期
内的移相比表示为 $D_1 = \varphi / \pi$,其中 D_1 为内移相比;左侧 U_1 侧与右侧 U_2 侧之间也存在一个移相
角 ϕ ,半个周期内的移相比表示为 $D_2 = \phi / \pi$,其中 D_2 为外移相比,满足条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$;

回流功率的定义为:当左侧H桥即 U_1 侧电压 U_{h1} 和电感电流 i_L 方向相反,此时电感中储存
的能量回流到 U_1 侧,这部分功率为回流功率, $t_1 \sim t_1'$ 时刻回流功率定义为左侧回流功率;当
右侧H桥即 U_2 侧电压 U_{h2} 和电感电流 i_L 方向相反,此时电感中储存的能量回流到 U_2 侧, $t_4 \sim t_4'$
时刻回流功率定义为右侧回流功率;右侧H桥即 U_2 侧回流功率用来为电感充电;以左侧H桥
即 U_1 侧回流功率作为控制目标。

5. 如权利要求4所述的减小回流功率的方法,其特征在于:根据步骤(1)通过绘制出来的变换器理想工作波形图,计算双重移相控制下的算出各时刻的电感电流值 i_L :令 $t_0=0$,可得 $t_1=D_1T_{hs}$, $t_2=D_2T_{hs}$, $t_3=T_{hs}$, $t_4=(1+D_1)T_{hs}$, $t_5=(1+D_2)T_{hs}$, $t_6=2T_{hs}$,其中 T_{hs} 为半个开关周期;设电压调节比 $k=U_1/nU_2$,开关频率 $f=1/2T_{hs}$,由对称性 $i_L(t_0)=-i_L(t_3)$, $i_L(t_1)=-i_L(t_4)$, $i_L(t_2)=-i_L(t_5)$ 可得:

$$i_L(t_0)=-\frac{nU_2}{4fL}[k(1-D_1)+2D_2-1] \quad (1)$$

$$i_L(t_1)=-\frac{nU_2}{4fL}[k(1-D_1)+2D_2-2D_1-1] \quad (2)$$

$$i_L(t_2)=\frac{nU_2}{4fL}[k(2D_2-D_1-1)+1] \quad (3)。$$

6. 如权利要求4所述的减小回流功率的方法,其特征在于:在步骤(3)中,根据传输功率和回流功率的定义,计算出传输功率和回流功率关于移相角的数学表达式如下:根据求解功率公式

$$p=\frac{1}{T}\int_0^T u_{hl}i_L(t)dt, \text{ 知电感一个周期内功率的求解定义}$$

$$p=\frac{1}{T}\int_0^T u_{hl}i_L(t)dt \text{ 可得双重移相控制下的传输功率 } P_D \text{ 为:}$$

$$P_D=\frac{nU_1U_2}{4fL}(-D_1^2+2D_1D_2-D_1-2D_2^2+2D_2) \quad (4)$$

根据回流功率的定义,可得双重移相下的回流功率为:

$$P_{Dcir_l}=\frac{nU_1U_2[k(1-D_1)+2D_2-2D_1-1]^2}{16fL(k+1)} \quad (5)$$

$$P_{Dcir_r}=\frac{nU_1U_2}{16fLk(k+1)}[kD_1-2kD_2+k-1]^2 \quad (6)$$

其中,为 P_{Dcir_l} 为左侧H桥的回流功率, P_{Dcir_r} 为右侧H桥回流功率。

7. 如权利要求4所述的减小回流功率的方法,其特征在于:在步骤(4)中,根据步骤(2)所求得电感电流值,分析双有源桥DC-DC变换器的软开关条件:

定义 $i_L(t_1)=0$ 时为软开关临界条件,由式(2)知道,当电感电流满足 $i_L(t_1)\leq 0$ 时,左侧H桥的开关管 S_1 和 S_4 实现零电压导通与软开关关断,根据电感电流的对称性可以知道,开关管 S_2 和 S_3 同样可以实现零电压导通以及软开关关断;可以得到左侧H桥软开关约束条件:

$$D_2\geq\frac{(k+2)D_1-k+1}{2} \quad (7)$$

同理由式(3)表示的 t_2 时刻电感电流 $i_L(t_2)\geq 0$,右侧H桥软开关约束条件为:

$$D_2\geq\frac{kD_1+k-1}{2k} \quad (8)$$

此时右侧H桥开关管 $S_5\sim S_8$ 均满足零电压导通以及软开关关断条件。

8. 如权利要求4所述的减小回流功率的方法,其特征在于:在步骤(5)中,

将步骤(4)中所求软开关条件代入步骤(3)中所求回流功率表达式,计算出此时传输功

率的界限,在此界限内,回流功率的理论值为零:

将传输功率标么化,取传统单移相控制下的最大传输功率 P_N 为基准值,则有:

$$P_N = \frac{nU_1U_2}{8fL} \quad (10)$$

根据式(4)和(5)以及式(10),可得双重移相控制下的传输功率和左、右侧回流功率的标么值为:

$$P_D' = \frac{P_D}{P_N} = 2(-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \quad (11)$$

$$P_{Dcir_l}' = \frac{P_{Dcir_l}}{P_N} = \frac{[k(1-D_1) + 2D_2 - 2D_1 - 1]^2}{2(k+1)} \quad (12)$$

$$P_{Dcir_r}' = \frac{[kD_1 - 2kD_2 + k - 1]^2}{2k(k+1)} \quad (13)$$

对左侧回流功率的最小化为:

将软开关临界条件(7)带入式(11)中可得:

$$D_1 = \frac{2(k^2 + k) - \sqrt{8(1-p)(1+k) - 4k^2p}}{2(k^2 + 2k + 2)} \quad (14)$$

由式(14)可知,当传输功率 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,此时的回流功率理论上为零;

当传输功率 $P > \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,此时式(14)无解,最优回流功率工作点为 (D_1, D_2) ,用拉格朗日数乘法来确定:式(15)为拉格朗日数乘法的基本形式:

$$L(x, y, \lambda) = f(x, y) + \lambda g(x, y) \quad (15)$$

其中 $f(x, y)$ 是目标函数, $g(x, y)$ 是制约目标函数的约束条件, λ 为拉格朗日乘数;

以回流功率作为目标函数,以传输功率条件为等式约束条件的条件函数,式(15)重写为如下方程:

$$L(D_1, D_2, \lambda) = P'_{Dcir}(D_1, D_2) + \lambda (P_0 - P) \quad (16)$$

由 $\frac{\partial L}{\partial D_1} = 0$, $\frac{\partial L}{\partial D_2} = 0$, $\frac{\partial L}{\partial \lambda} = 0$,可得:

$$\begin{cases} D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{k^2+2k+2} \\ D_2 = \frac{k\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{2(k^2+2k+2)} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (17)$$

因此可得最小回流功率:

$$P_{Dcir}' = \frac{\left(k - \sqrt{(k^2+2k+2)(1-P)}\right)^2}{2(k+1)} \quad (18)^\circ$$

9. 如权利要求4所述的减小回流功率的方法,其特征在于:减小回流功率的最优控制流

程为:

第一步:采样输出电压 U_2 和输出电流 i_2 以及输入电压 U_1 ,确定输出功率 P 和变压器转换比 k ;

第二步:判断输出功率 P 与 k 之间的关系是否满足 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$? 是,进入第三步;否,进入第四步;

第三步:确定移相角 $D_1 = \frac{(k^2+k) - \sqrt{2(1-P)(1+k) - k^2P}}{k^2+2k+2}$;

第四步:确定移相角 $D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-P)}}{k^2+2k+2}$;

第五步:根据确定的 D_1 产生PWM脉冲导通开关管。

一种加装缓冲器的DC-DC变换器及减小回流功率的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种DC-DC变换器,特别涉及一种加装有缓冲器的双有源桥电路DC-DC变换器,属于电力电子与电工范畴。

背景技术

[0002] 双有源桥(dual-active-bridge, DAB)直流-直流变换器,即DC-DC变换器,在功能上相当于两个单向的DC-DC变换,增加了能量的双向流动能力,与传统单向DC-DC变换器相比节约了器件数目、减小了系统体积、降低了成本,同时提高了系统效率。因此,双有源桥DC-DC变换器在直流电机驱动、不间断电源、电动汽车和风能发电等绿色能源中,得到了越来越广泛的应用。现有的双有源桥直流-直流变换器,即DC-DC变换器主电路一般采用左右两边的有源全桥和高频变压器以及电感组成,控制方法主要为单移相控制,控制简单且易于实现,但是,功率的双向流动效果和抗电磁干扰能力还不能满足日益发展的需要。特别是当输入输出电压不匹配或电压变化比较大时,容易产生回流功率及电压尖峰、增大电流应力,增加变压器的损耗。

发明内容

[0003] 本发明的目的是针对现有双有源桥DC-DC变换器在电压变化比较大,输入输出电压不匹配时使用效果不佳的现状,提出一种具有抑制电压尖峰,降低电磁干扰EMI的DC-DC变换器及其减小回流功率的方法,使双有源桥DC-DC变换器的回流功率大幅降低,且在一定范围内使回流功率为零。本发明的减小回流功率的方法基于数学模型推导得出移相比与功率间的联系,采用双重移相控制策略,有效减小回路间的回流功率。

[0004] 本发明的目的是这样达到的:

[0005] 一种加装缓冲器的DC-DC变换器,其特征在于:DC-DC变换器含左右两边有源全桥和高频隔离变压器以及电感、电阻,高频隔离变压器两边的有源全桥均由四个IGBT功率开关管 $S_1 \sim S_8$ 、四个二极管 $Q_1 \sim Q_8$ 和四个缓冲电容 $C_1 \sim C_8$ 组成,二极管反串在IGBT功率开关管上,缓冲电容 $C_1 \sim C_8$ 并联在IGBT功率开关管上;左侧有源全桥四个IGBT功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 反串四个二极管 $Q_1 \sim Q_4$,并联四个缓冲电容 $C_1 \sim C_4$,右侧有源全桥由功率开关管IGBT $S_5 \sim S_8$ 反串四个二极管 $Q_5 \sim Q_8$,并联四个缓冲电容 $C_5 \sim C_8$;高频隔离变压器T的变比为 $n:1$,电感L为外串电感加变压器漏感之和;一次侧输出电压为 U_{h1} ,二次侧输入电压为 U_{h2} ,电感电压为 U_L ,电感电流为 i_L 。

[0006] 左右两个桥式直流变换器两侧开关管 $S_1 \sim S_8$ 频率相同,每个全桥的上下开关管互补导通;左侧桥式直流变换器的开关管 S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 轮流导通;右侧的开关管 S_5 、 S_8 和 S_6 、 S_7 的导通规律、开关频率和左侧相同。

[0007] DC-DC变换器左侧全桥对角开关管之间存在一个移相角 φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_1 = \varphi / \pi$,其中 D_1 为内移相比;左侧 U_1 侧与DC-DC变换器之间也存在一个移相角 Φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_2 = \Phi / \pi$,其中 D_2 为外移相比,满足条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。

[0008] 加装缓冲器的DC-DC变换器减小回流功率的方法是根据双有源桥DC-DC变换器左侧U₁侧与右侧U₂侧两边对功率的需求来控制功率的流动方向,定义传输功率、回流功率,采用双移相控制方法,对不同电压变比K下的软开关条件进行分析比较,计算和优选出传输功率的界限。包括如下步骤:

[0009] (1) 通过分析双有源桥DC-DC变换器的工作模式,绘制出变换器的理想工作波形图;

[0010] (2) 根据所绘制的工作波形图,进行理论计算,算出各时刻的电感电流值;

[0011] (3) 根据传输功率和回流功率的定义,计算出传输功率和回流功率关于移相角的数学表达式;

[0012] (4) 根据步骤(2)所求得电感电流值,得出双有源桥DC-DC变换器的软开关条件;

[0013] (5) 将步骤(4)中所求软开关条件代入步骤(3)中所求回流功率表达式,计算出此时传输功率的界限,在此界限内,回流功率的理论值为零;

[0014] (6) 当传输功率在(5)所求界限之外时,利用拉格朗日数乘法求解回流功率最优值;

[0015] (7) 最后通过仿真分析验证。

[0016] 移相角的定义为:DC-DC变换器左侧全桥对角开关管之间存在一个移相角 φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_1 = \varphi/\pi$,其中 D_1 为内移相比;左侧U₁侧与右侧U₂侧之间也存在一个移相角 Φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_2 = \Phi/\pi$,其中 D_2 为外移相比,满足条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$;

[0017] 回流功率的定义为:当左侧U₁侧电压 U_{h1} 和电感电流 i_L 方向相反,此时电感中储存的能量回流到U₁侧,这部分功率为回流功率, $t_1 \sim t_1'$ 时刻回流功率定义为左侧回流功率;当右侧U₂侧电压 U_{h2} 和电感电流 i_L 方向相反,此时电感中储存的能量回流到U₂侧, $t_4 \sim t_4'$ 时刻回流功率定义为右侧回流功率;右侧H桥即U₂侧回流功率用来为电感充电,以左侧H桥即U₁侧回流功率作为控制目标。

[0018] 根据步骤(1)通过绘制出来的变换器理想工作波形图,计算双重移相控制下的算出各时刻的电感电流值 i_L :

[0019] 令 $t_0=0$,可得 $t_1=D_1T_{hs}$, $t_2=D_2T_{hs}$, $t_3=T_{hs}$, $t_4=(1+D_1)T_{hs}$, $t_5=(1+D_2)T_{hs}$, $t_6=2T_{hs}$,其中 T_{hs} 为半个开关周期;设电压调节比 $k=U_1/nU_2$,开关频率 $f=1/2T_{hs}$,由对称性 $i_L(t_0)=-i_L(t_3)$, $i_L(t_1)=-i_L(t_4)$, $i_L(t_2)=-i_L(t_5)$ 可得:

$$[0020] \quad i_L(t_0) = -\frac{nU_2}{4fL} [k(1-D_1)+2D_2-1] \quad (1)$$

$$[0021] \quad i_L(t_1) = -\frac{nU_2}{4fL} [k(1-D_1)+2D_2-2D_1-1] \quad (2)$$

$$[0022] \quad i_L(t_2) = \frac{nU_2}{4fL} [k(2D_2-D_1-1)+1] \quad (3)$$

[0023] 在步骤(3)中,根据传输功率和回流功率的定义,计算出传输功率和回流功率关于移相角的数学表达式如下:根据求解功率公式

[0024] $p = \frac{1}{T} \int_0^T u_{hi} i_L(t) dt$, 知电感一个周期内功率的求解定义

[0025] $p = \frac{1}{T} \int_0^T u_{hi} i_L(t) dt$ 可得双重移相控制下的传输功率 P_D 为:

$$[0026] \quad P_D = \frac{nU_1U_2}{4fL} (-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \quad (4)$$

[0027] 根据回流功率的定义, 可得双重移相下的回流功率为:

$$[0028] \quad P_{Dcir_l} = \frac{nU_1U_2 [k(1-D_1) + 2D_2 - 2D_1 - 1]^2}{16fL(k+1)} \quad (5)$$

$$[0029] \quad P_{Dcir_r} = \frac{nU_1U_2}{16fLk(k+1)} [kD_1 - 2kD_2 + k - 1]^2 \quad (6)$$

[0030] 其中, P_{Dcir_l} 为左侧H桥的回流功率, P_{Dcir_r} 为右侧H桥回流功率。

[0031] 在步骤(4)中, 根据步骤(2)所求得电感电流值, 分析双有源桥DC-DC变换器的软开关条件:

[0032] 定义 $i_L(t_1) = 0$ 时为软开关临界条件, 由式(2)知道, 当电感电流满足 $i_L(t_1) \leq 0$ 时, 左侧H桥的开关管 S_1 和 S_4 实现零电压导通与软开关关断, 根据电感电流的对称性可以知道, 开关管 S_2 和 S_3 同样可以实现零电压导通以及软开关关断; 可以得到左侧H桥软开关约束条件:

$$[0033] \quad D_2 \geq \frac{(k+2)D_1 - k + 1}{2} \quad (7)$$

[0034] 同理由式(3)表示的 t_2 时刻电感电流 $i_L(t_2) \geq 0$, 右侧H桥软开关约束条件为:

$$[0035] \quad D_2 \geq \frac{kD_1 + k - 1}{2k} \quad (8)$$

[0036] 此时右侧H桥开关管 $S_5 \sim S_8$ 均满足零电压导通以及软开关关断条件。

[0037] 在步骤(5)中, 将步骤(4)中所求软开关条件代入步骤(3)中所求回流功率表达式, 计算出此时传输功率的界限, 在此界限内, 回流功率的理论值为零:

[0038] 将传输功率标么化, 取传统单移相控制下的最大传输功率 P_N 为基准值, 则有:

$$[0039] \quad P_N = \frac{nU_1U_2}{8fL} \quad (10)$$

[0040] 根据式(4)和(5)以及式(10), 可得双重移相控制下的传输功率和左、右侧

[0041] 回流功率的标么值为:

$$[0042] \quad P_D' = \frac{P_D}{P_N} = 2(-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \quad (11)$$

$$[0043] \quad P_{Dcir_l}' = \frac{P_{Dcir_l}}{P_N} = \frac{[k(1-D_1) + 2D_2 - 2D_1 - 1]^2}{2(k+1)} \quad (12)$$

$$[0044] \quad P_{Dcir_r}' = \frac{[kD_1 - 2kD_2 + k - 1]^2}{2k(k+1)} \quad (13)$$

[0045] 对左侧回流功率的最小化为:

[0046] 将软开关临界条件(7)带入式(11)中可得:

$$[0047] \quad D_1 = \frac{2(k^2 + k) - \sqrt{8(1-p)(1+k) - 4k^2 p}}{2(k^2 + 2k + 2)} \quad (14)$$

[0048] 由式(14)可知,当传输功率 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,此时的回流功率理论上为零;当传输功率 $P > \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,此时式(14)无解,最优回流功率工作点为 (D_1, D_2) ,用拉格朗日数乘法来确定:式(15)为拉格朗日数乘法的基本形式:

$$[0049] \quad L(x, y, \lambda) = f(x, y) + \lambda g(x, y) \quad (15)$$

[0050] 其中 $f(x, y)$ 是目标函数, $g(x, y)$ 是制约目标函数的约束条件, λ 为拉格朗日乘数;以回流功率作为目标函数,以传输功率条件为等式约束条件的条件函数,式(15)重写为如下方程:

$$[0051] \quad L(D_1, D_2, \lambda) = P_{D'cir}(D_1, D_2) + \lambda (P_0 - P) \quad (16)$$

[0052] 由 $\frac{\partial L}{\partial D_1} = 0$, $\frac{\partial L}{\partial D_2} = 0$, $\frac{\partial L}{\partial \lambda} = 0$,可得:

$$[0053] \quad \begin{cases} D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{k^2+2k+2} \\ D_2 = \frac{k\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{2(k^2+2k+2)} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (17)$$

[0054] 因此可得最小回流功率:

$$[0055] \quad P_{Dcir} = \frac{\left(k - \sqrt{(k^2+2k+2)(1-P)}\right)^2}{2(k+1)} \quad (18)$$

[0056] 减小回流功率的最优控制流程为:

[0057] 第一步:采样输出电压 U_2 和输出电流 i_2 以及输入电压 U_1 ,确定输出功率 P 和变压器转换比 k ;

[0058] 第二步:判断输出功率 P 与 k 之间的关系是否满足 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$?是,进入第三步;否,进入第四步;

[0059] 第三步:确定移相角 $D_1 = \frac{(k^2+k) - \sqrt{2(1-P)(1+k) - k^2 P}}{k^2+2k+2}$;

[0060] 第四步:确定移相角 $D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-P)}}{k^2+2k+2}$;

[0061] 第五步:根据确定的 D_1 产生PWM脉冲导通开关管。

[0062] 本发明的积极效果是:

[0063] 1、本发明的DC-DC变换器在功率开关上部署缓冲器,缓冲电容 $C_1 \sim C_8$ 有效提升转换器的性能,抑制过电压尖峰,降低EMI电磁干扰,减小功率开关管的损耗,为减小回流功率提

供了合适的设备。

[0064] 2、本发明基于数学模型推导得出移相比与功率间的联系,采用双移相控制方法,对不同电压变比K下的软开关条件进行分析比较,计算和优选出传输功率的界限,通过仿真

验证,较现有技术有相当程度提高。当传输功率 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,回流功率理论上为零,当

传输功率 $P > \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,回流功率不为零但可求得此时最优回流功率工作点,在实际运用中具有积极意义。

[0065] 3、DC-DC变换器缓冲器结构简单可靠,费用低廉,控制回路功率的方法具有实际指导意义,对当前日益增长的DC-DC变换器应用需求有非常广泛的应用前景,易于推广。

附图说明

[0066] 图1是现有DAB变换器的示意图。

[0067] 图2是本发明的DC-DC变换器结构示意图。

[0068] 图3是本发明的DC-DC变换器工作波形图。

[0069] 图4是现有技术的单移相控制与本发明的双移相控制下的回流功率的对比图。

[0070] 图中,横坐标P为传输功率的标么值,纵坐标 P_{cir} 为回流功率的标么值,虚线为双移相控制回流功率随传输功率的变化曲线,其不同电压变比K,实线为单移相控制回流功率随传输功率的变化曲线,其不同电压变比K。

[0071] 图5是本发明的减小DC-DC变换器方法示意图。

[0072] 图6是本发明的减小回流的最优控制程序图。

[0073] 图7是现有技术中采用单移相控制负载为64 Ω 时输出功率波形图。

[0074] 图8是采用本发明的加装缓冲器的DC-DC变换器以及双移相控制方法时负载为64 Ω 时输出功率波形图。

[0075] 图9是现有技术中采用单移相控制负载为140 Ω 时输出功率波形图。

[0076] 图10是采用本发明的加装缓冲器的DC-DC变换器以及双移相控制方法负载为140 Ω 时输出功率波形图。

[0077] 图中, $S_1 \sim S_8$ 为IGBT功率开关管、 $Q_1 \sim Q_8$ 为反串功率开关管的二极管, $C_1 \sim C_8$ 为并联在IGBT功率开关管上的缓冲电容,构成缓冲器,T为变比为n:1的高频隔离变压器,电感L为外串电感加变压器漏感之和;一次侧输出电压为 U_{h1} ,二次侧输入电压为 U_{h2} 。

具体实施方式

[0078] 参见附图1、2。

[0079] DC-DC变换器含高频隔离变压器和左右两边的DC有源全桥以及电感。

[0080] 本发明为了提高转换器的性能在功率开关上部署缓冲电路,缓冲电路的主要作用是:抑制过电压、减小功率开关管的损耗、抑制电压尖峰并有效降低EMI电磁干扰。加装缓冲器的DC-DC变换器,有源全桥的高频隔离变压器两边的有源全桥均由四个IGBT功率开关管、四个二极管和四个缓冲电容组成,二极管反串在IGBT功率开关管上,缓冲电容并联在IGBT功率开关管上。左侧有源全桥四个IGBT功率开关管 $S_1 \sim S_4$ 反串四个二极管 $Q_1 \sim Q_4$,并联四

个缓冲电容 $C_1 \sim C_4$,右侧有源全桥由功率开关管IGBT $S_5 \sim S_8$ 反串四个二极管 $Q_5 \sim Q_8$,并联四个缓冲电容 $C_5 \sim C_8$ 。

[0081] 本实施例中,DC-DC变换器的负载电阻选择两个,64 Ω 和140 Ω ,选择缓冲电容值为: $C=100\text{nF}$ 。

[0082] 高频隔离变压器T的变比为 $n:1$,电感L为外串电感加变压器漏感之和;一次侧输出电压为 U_{h1} ,二次侧输入电压为 U_{h2} ,电感电压为 U_L ,电感电流为 i_L 。

[0083] 左右两个桥式直流变换器两侧开关管 $S_1 \sim S_8$ 频率相同,每个全桥的上下开关管互补导通;左侧桥式直流变换器的开关管 S_1 、 S_4 和 S_2 、 S_3 轮流导通;右侧的开关管 S_5 、 S_8 和 S_6 、 S_7 的导通规律、开关频率和左侧相同。

[0084] DC-DC变换器左侧H桥对角开关管之间存在一个移相角 φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_1 = \varphi/\pi$,其中 D_1 为内移相比;左侧 U_1 侧与DC-DC变换器之间也存在一个移相角 Φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_2 = \Phi/\pi$,其中 D_2 为外移相比,满足条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 。

[0085] 参见附图3、5。

[0086] 附图5给出了本发明减小回流功率的方法。图中,PI为PI调节器输出功率为P。

[0087] 根据双有源桥DC-DC变换器左侧 U_1 侧与右侧 U_2 侧两边对功率的需求来控制功率的流动方向,定义传输功率、回流功率,采用双移相控制方法,对不同电压变比K下的软开关条件进行分析比较,计算和优选出传输功率的界限;包括如下步骤:

[0088] (1)通过分析双有源桥DC-DC变换器的工作模式,绘制出变换器的理想工作波形图;

[0089] (2)根据所绘制的工作波形图,进行理论计算,算出各时刻的电感电流值;

[0090] (3)根据传输功率和回流功率的定义,计算出传输功率和回流功率关于移相角的数学表达式;

[0091] (4)根据步骤(2)所求得电感电流值,得出双有源桥DC-DC变换器的软开关条件;

[0092] (5)将步骤(4)中所求软开关条件代入步骤(3)中所求回流功率表达式,计算出此时传输功率的界限,在此界限内,回流功率的理论值为零;

[0093] (6)当传输功率在步骤(5)所求界限之外时,利用拉格朗日数乘法求解回流功率最优值;

[0094] (7)最后通过仿真分析。

[0095] 移相角的定义为:DC-DC变换器左侧全桥对角开关管之间存在一个移相角 φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_1 = \varphi/\pi$,其中 D_1 为内移相比;左侧 U_1 侧与右侧 U_2 侧之间也存在一个移相角 Φ ,半个周期内的移相比表示为 $D_2 = \Phi/\pi$,其中 D_2 为外移相比,满足条件 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$;

[0096] 从图3给出的DC-DC变换器工作波形图可知,回流功率的定义为:当左侧H桥即 U_1 侧电压 U_{h1} 和电感电流 i_L 方向相反,此时电感中储存的能量回流到 U_1 侧,这部分功率为回流功率, $t_1 \sim t_1'$ 时刻回流功率定义为左侧回流功率;当右侧H桥即 U_2 侧电压 U_{h2} 和电感电流 i_L 方向相反,此时电感中储存的能量回流到 U_2 侧, $t_4 \sim t_4'$ 时刻回流功率定义为右侧回流功率;右侧H桥即 U_2 侧回流功率用来为电感充电;以左侧H桥即 U_1 侧回流功率作为控制目标。

[0097] 根据步骤(1)通过绘制出来的变换器理想工作波形图,计算双重移相控制下的算

出各时刻的电感电流值 i_L 。

[0098] 令 $t_0=0$, 可得 $t_1=D_1T_{hs}$, $t_2=D_2T_{hs}$, $t_3=T_{hs}$, $t_4=(1+D_1)T_{hs}$, $t_5=(1+D_2)T_{hs}$, $t_6=2T_{hs}$, 其中 T_{hs} 为半个开关周期; 设电压调节比 $k=U_1/nU_2$, 开关频率 $f=1/2T_{hs}$, 由对称性 $i_L(t_0)=-i_L(t_3)$, $i_L(t_1)=-i_L(t_4)$, $i_L(t_2)=-i_L(t_5)$ 可得:

$$[0099] \quad i_L(t_0) = -\frac{nU_2}{4fL} [k(1-D_1)+2D_2-1] \quad (1)$$

$$[0100] \quad i_L(t_1) = -\frac{nU_2}{4fL} [k(1-D_1)+2D_2-2D_1-1] \quad (2)$$

$$[0101] \quad i_L(t_2) = \frac{nU_2}{4fL} [k(2D_2-D_1-1)+1] \quad (3)$$

[0102] 在步骤(3)中, 根据传输功率和回流功率的定义, 计算出传输功率和回流功率

[0103] 关于移相角的数学表达式如下:

[0104] 根据 $p = \frac{1}{T} \int_0^T u_{hi} i_L(t) dt$, 可得双重移相控制下的传输功率 P_D 为:

$$[0105] \quad P_D = \frac{nU_1U_2}{4fL} (-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \quad (4)$$

[0106] 根据回流功率的定义, 可得双重移相下的回流功率为:

$$[0107] \quad P_{Dcir_l} = \frac{nU_1U_2 [k(1-D_1)+2D_2-2D_1-1]^2}{16fL(k+1)} \quad (5)$$

$$[0108] \quad P_{Dcir_r} = \frac{nU_1U_2}{16fLk(k+1)} [kD_1-2kD_2+k-1]^2 \quad (6)$$

[0109] 其中, P_{Dcir_l} 为左侧H桥的回流功率, P_{Dcir_r} 为右侧H桥回流功率。根据双有源桥直流-直流变换器的运行原理, 左侧H桥的回流功率送回电压源, 而用低值的右侧H桥回流功率来给电感充电。所以左侧的回流功率通常是人们最不期望的。在本方法主要集中在对最小化左侧回流功率的控制。

[0110] 在步骤(4)中, 根据步骤(2)所求得电感电流值, 分析双有源桥DC-DC变换器的软开关条件:

[0111] 定义 $i_L(t_1)=0$ 时为软开关临界条件, 由式(2)知道, 当电感电流满足 $i_L(t_1) \leq 0$ 时, 左侧H桥的开关管 S_1 和 S_4 实现零电压导通与软开关关断, 根据电感电流的对称性可以知道, 开关管 S_2 和 S_3 同样可以实现零电压导通以及软开关关断; 可以得到左侧H桥软开关约束条件:

$$[0112] \quad D_2 \geq \frac{(k+2)D_1-k+1}{2} \quad (7)$$

[0113] 同理由式(3)表示的 t_2 时刻电感电流 $i_L(t_2) \geq 0$, 右侧H桥软开关约束条件为:

$$[0114] \quad D_2 \geq \frac{kD_1+k-1}{2k} \quad (8)$$

[0115] 此时右H桥开关管 $S_5 \sim S_8$ 均将满足零电压导通以及软开关关断条件。

[0116] 在步骤(5)中, 将步骤(4)中所求软开关条件代入步骤(3)中所求回流功率表达式,

计算出此时传输功率的界限,在此界限内,回流功率的理论值为零:

[0117] 将传输功率标么化,取传统单移相控制下的最大传输功率 P_N 为基准值,则有:

$$[0118] \quad P_N = \frac{nU_1U_2}{8fL} \quad (10)$$

[0119] 根据式(4)和(5)以及式(10),可得双重移相控制下的传输功率和左右侧回流功率的标么值为:

$$[0120] \quad P_D' = \frac{P_D}{P_N} = 2(-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \quad (11)$$

$$[0121] \quad P_{Dcir_l}' = \frac{P_{Dcir_l}}{P_N} = \frac{[k(1-D_1) + 2D_2 - 2D_1 - 1]^2}{2(k+1)} \quad (12)$$

$$[0122] \quad P_{Dcir_r}' = \frac{[kD_1 - 2kD_2 + k - 1]^2}{2k(k+1)} \quad (13)$$

[0123] 对左侧回流功率的最小化为:

[0124] 将软开关临界条件(7)带入式(11)中可得:

$$[0125] \quad D_1 = \frac{2(k^2 + k) - \sqrt{8(1-p)(1+k) - 4k^2p}}{2(k^2 + 2k + 2)} \quad (14)$$

[0126] 由式(14)可知,当传输功率 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,此时的回流功率理论上为零;当传输功率 $P > \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,此时式(14)无解,最优回流功率工作点为 (D_1, D_2) ,用拉格朗日数乘法来确定:式(15)为拉格朗日数乘法的基本形式:

$$[0127] \quad L(x, y, \lambda) = f(x, y) + \lambda g(x, y) \quad (15)$$

[0128] 其中 $f(x, y)$ 是目标函数, $g(x, y)$ 是制约目标函数的约束条件, λ 为拉格朗日乘数;以回流功率作为目标函数,以传输功率条件为等式约束条件的条件函数,式(15)重写为如下方程:

$$[0129] \quad L(D_1, D_2, \lambda) = P'_{Dcir}(D_1, D_2) + \lambda(P_0 - P) \quad (16)$$

$$[0130] \quad \text{由} \frac{\partial L}{\partial D_1} = 0, \quad \frac{\partial L}{\partial D_2} = 0, \quad \frac{\partial L}{\partial \lambda} = 0, \text{可得:}$$

$$[0131] \quad \begin{cases} D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{k^2+2k+2} \\ D_2 = \frac{k\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{2(k^2+2k+2)} + \frac{1}{2} \end{cases} \quad (17)$$

[0132] 因此可得最小回流功率:

$$[0133] \quad P_{Dcir}' = \frac{\left(k - \sqrt{(k^2+2k+2)(1-P)}\right)^2}{2(k+1)} \quad (18)$$

[0134] 参见附图6。

[0135] 减小直流变换器回流功率的最优算法的控制流程为:

[0136] 第一步:采样输出电压 U_2 和输出电流 i_2 以及输入电压 U_1 ,确定输出功率 P 和变压器转换比 k ;

[0137] 第二步:判断输出功率 P 与 k 之间的关系是否满足 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$?是,进入第三步;否,进入第四步;

[0138] 第三步:确定移相角 $D_1 = \frac{(k^2+k) - \sqrt{2(1-P)(1+k) - k^2P}}{k^2+2k+2}$;

[0139] 第四步:确定移相角 $D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-P)}}{k^2+2k+2}$;

[0140] 第五步:根据确定的 D_1 产生PWM脉冲导通开关管。

[0141] 参见附图4。

[0142] 图4是现有技术的单移相控制与本发明的双移相控制下的回流功率的对比图。图中,横坐标 P 为传输功率的标么值,纵坐标 P_{cir} 为回流功率的标么值,虚线为双移相控制回流功率随传输功率的变化曲线,其不同电压变比 K ,实线为单移相控制回流功率随传输功率的变化曲线,其不同电压变比 K 。从图中可见,同等条件下,采用本发明的加装缓冲器的DC-DC直流变换器及其双移相方法,其变换器的回流功率明显小于现有技术中变换器的回流功率。

[0143] 本发明通过采用仿真实验验证的变换器回流功率波形图见附图7、8、9、10。

[0144] 图7为采用单移相控制方法时当负载电阻为 64Ω 时输出功率波形。从图中可以看出,回流功率大约为 $P_{cir}=2000W$ 。图8为采用本发明的变换器以及双移相方法当负载电阻为 64Ω 时功率波形图。此时输出功率为 $P=2500W$,输出功率的标么值为 $P_0=0.8333>0.8$,此时回流功率理论值不为零,从图8中可以看出此时回流功率大约为 $P_{Dcir}=500W$ 。与图7采用现有技术单移相方法相比,回流功率大大减小。

[0145] 图9为采用单移相控制方法时当负载电阻为 140Ω 时输出波形,从图中可以看出回流功率大约为 $P_{cir}=900W$ 。图10为采用本发明的变换器以及双移相控制方法,当负载电阻 140Ω 时输出功率波形。输出功率 $P=1142.86W$,变换器的额定功率为 $P=3000W$,输出功率标么值为 $P_0=0.381<0.8$,此时回流功率的理论值为零。从图10中可以看出回流功率为零,与理论分析一致,达到理想状态。

[0146] 从波形图可见,采用本发明的DC-DC直流变换器及其双移相控制方法,变换器的回流功率显著减小且稳定。

[0147] 本发明基于数学模型推导得出移相比与功率间的联系,采用双重移相控制策略,有效减小回路间的回流功率。当传输功率 $P \leq \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,回流功率理论上是为零,当传输

功率 $P > \frac{2k+2}{k^2+2k+2}$ 时,回流功率不为零,求得此时最优回流功率工作点为:

$$[0148] \quad \begin{cases} D_1 = \frac{(k+1)\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{k^2+2k+2} \\ D_2 = \frac{k\sqrt{(k^2+2k+2)(1-p)}}{2(k^2+2k+2)} + \frac{1}{2} \end{cases} \circ$$

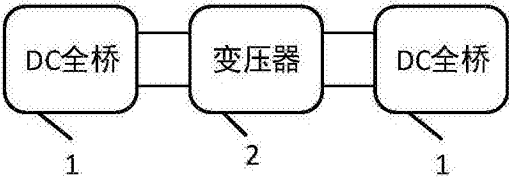


图1

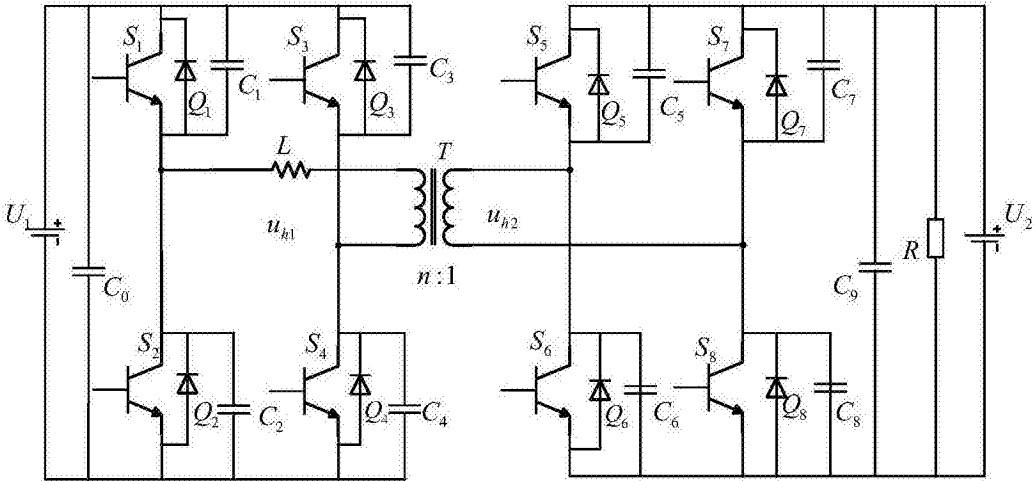


图2

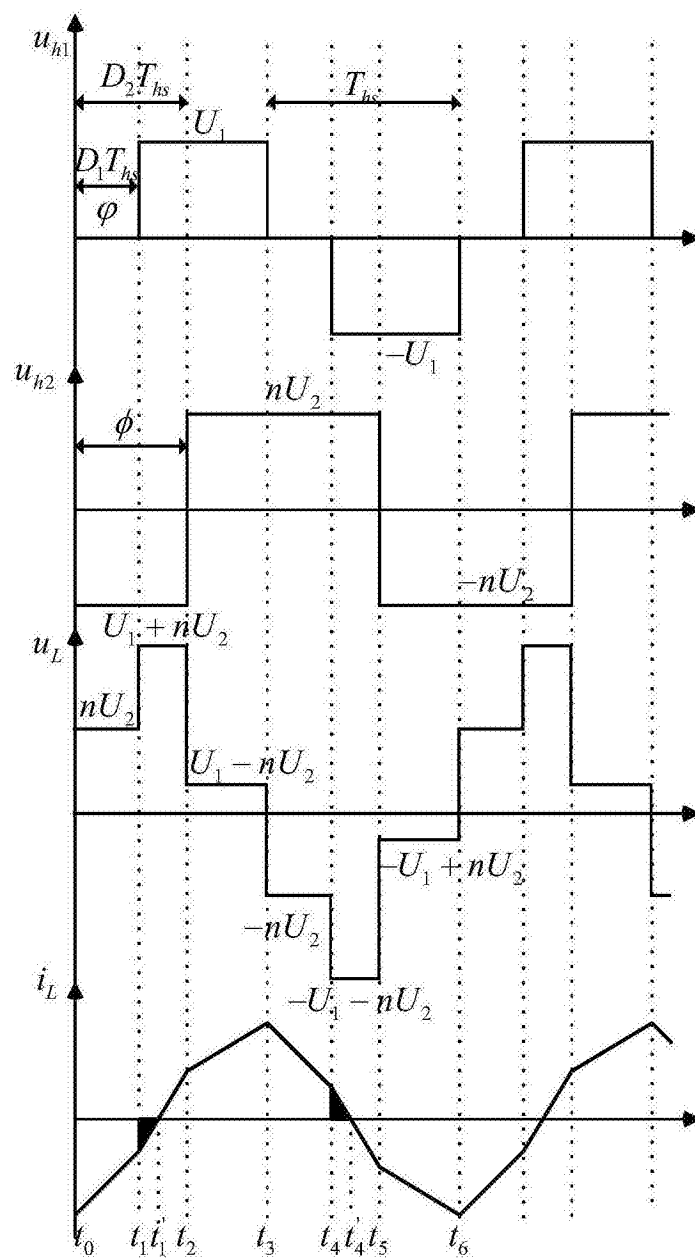


图3

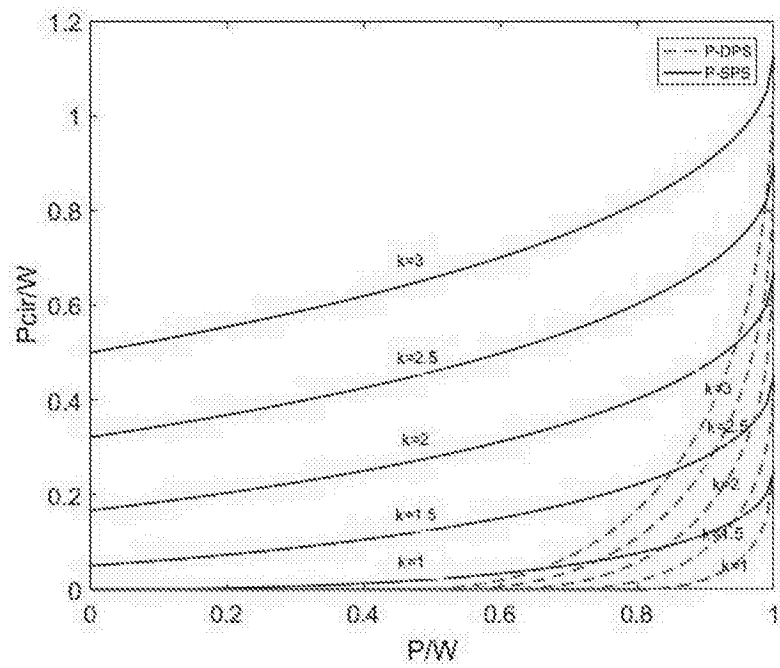


图4

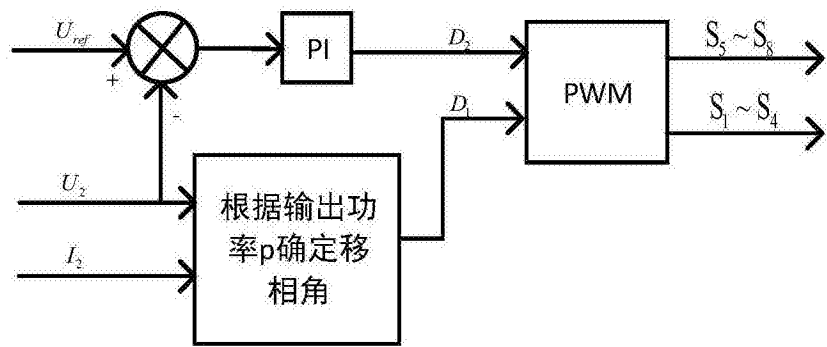


图5

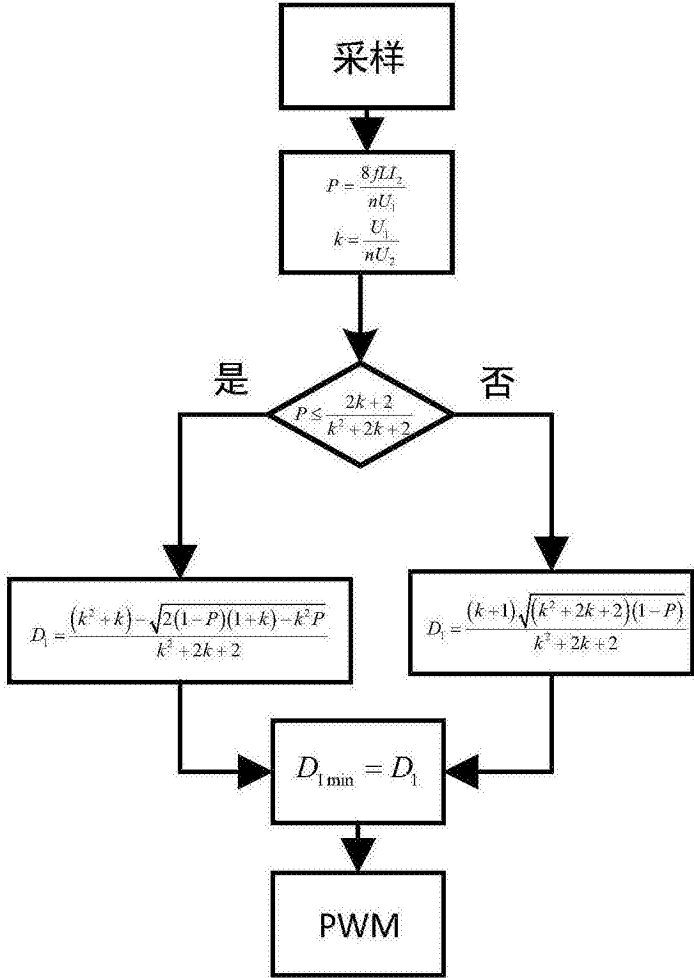


图6

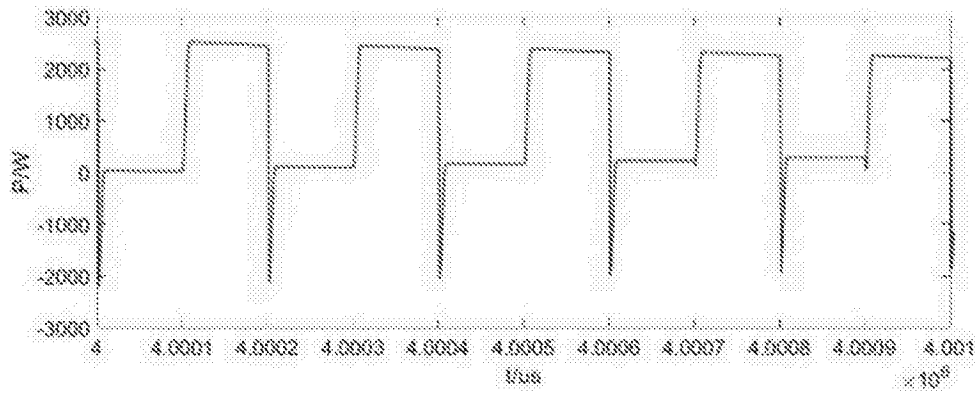


图7

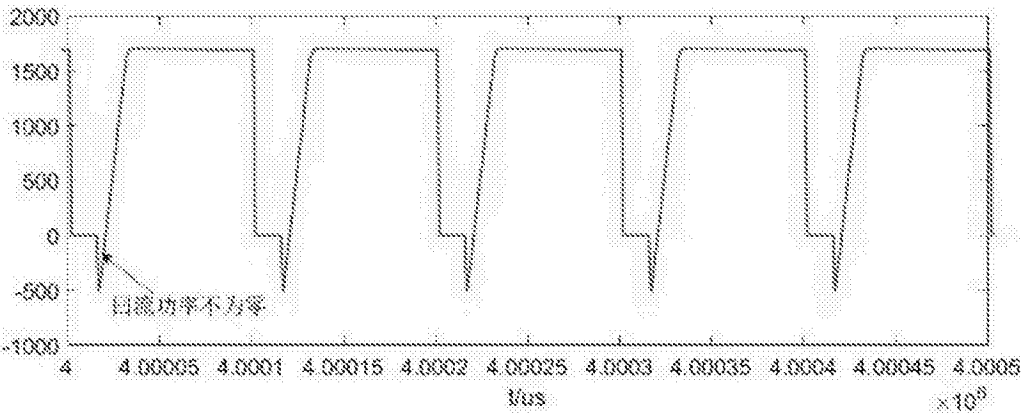


图8

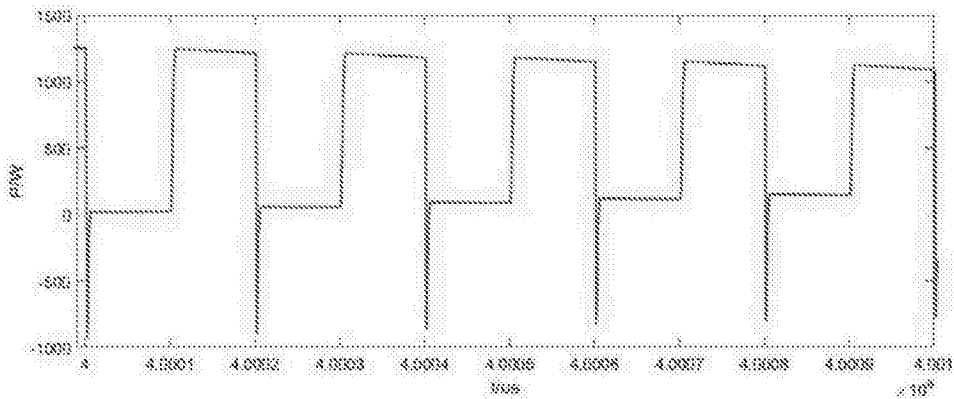


图9

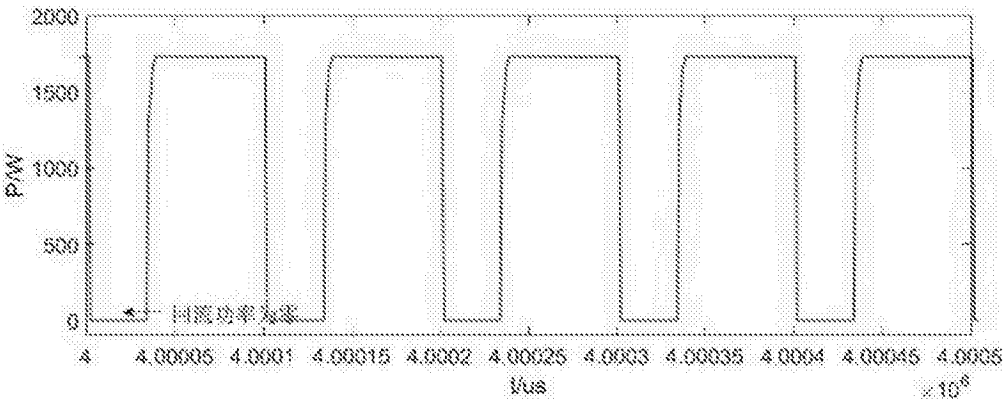


图10